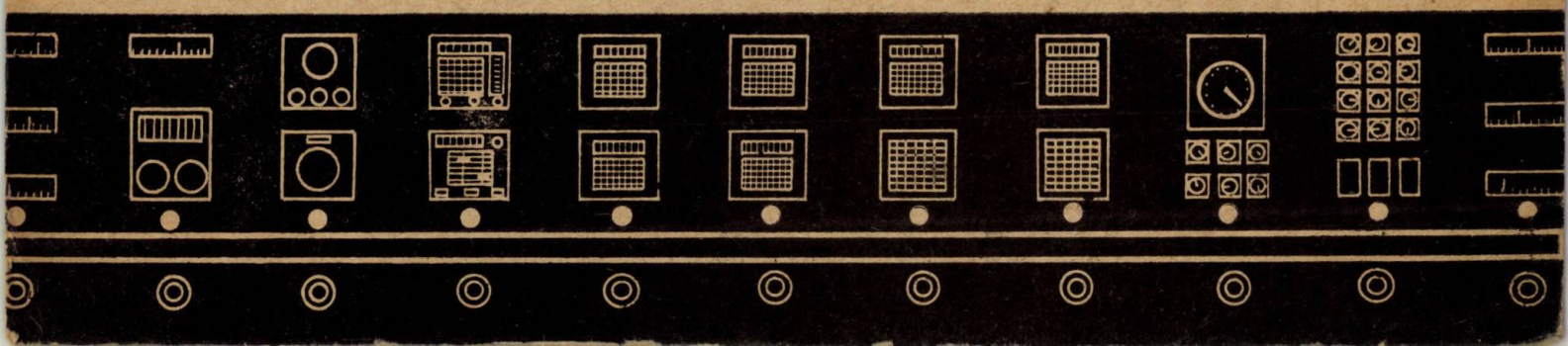
E 2551

AUTOMATICA și ELECTRONICĂ

1

AUTOMATICA ȘI ELECTRONICA • BUCUREȘTI • VOLUMUL 13 • Nr. 1 • IANUARIE — FEBRUARIE • 1969



IPRS BĂNEASA

ÎNTREPRINDEREA DE PIESE RADIO ȘI DISPOZITIVE SEMICONDUCTOARE BĂNEASA

Str. Erou Iancu Nicolae, nr. 32, sector 2, telefon : 33.38.30 - telex 011203

produce :

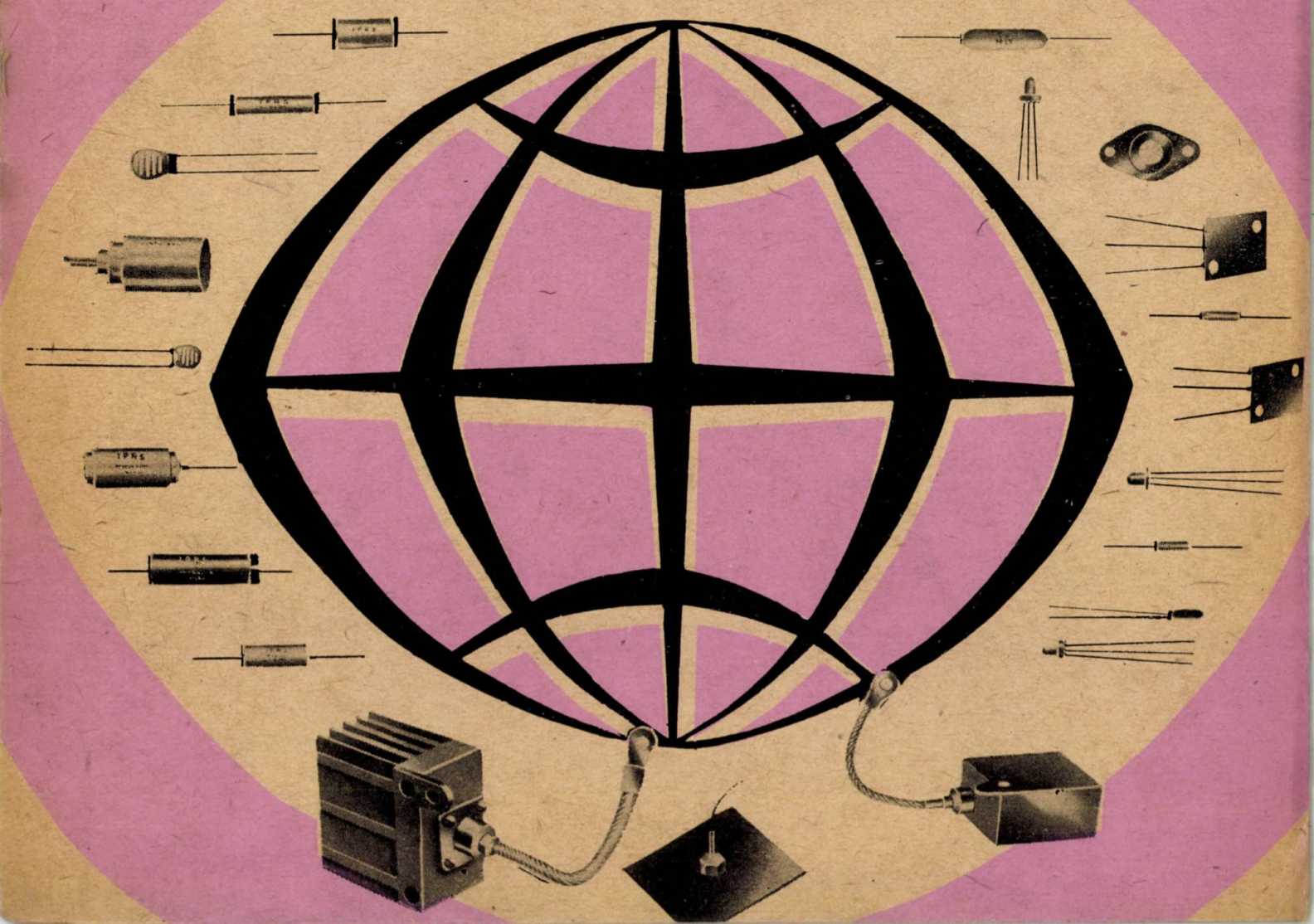
PIESE RADIO

- Rezistoare fixe cu peliculă de carbon
- Rezistoare bobinate
- Termistoare
- Condensatoare cu poliester
- Condensatoare electrolitice normale
- Condensatoare electrolitice miniatură
- Condensatoare ceramice
- Condensatoare hîrtie — uz general
- Condensatoare hîrtie metalizate
- Condensatoare telefonice
- Condensatoare auto
- Condensatoare pentru tuburi fluorescente
- Cablaje imprimate

DISPOZITIVE SEMICONDUCTOARE

- Transistoare cu germaniu, de joasă frecvență
  - — de mică putere
  - — de medie putere
  - — de putere
- Transistoare cu germaniu, de înaltă frecvență
  - — de mică putere
  - — drift de mică putere
- Diode cu germaniu cu contact punctiform
- Redresoare cu germaniu de medie putere
- Fotodiode cu germaniu
- Diode redresoare cu siliciu
  - — de mică putere
  - — de putere
- Diode Zener de mică putere

PENTRU INFORMAȚII SUPLIMENTARE CONSULTAȚI CATALOAGELE NOASTRE



AUTOMATICA ŞI ELECTRONICA

Vol. 13 (1969), nr. 1 (ianuarie — februarie), p. 1 — 44

CUPRINS

CZ 621.18 : 681.332

Guţu, St. :

Modelul unui cazan de abur realizat pe un calculator analogic.

Automatica şi Electronica 13, nr. 1, ian-febr 1969, p. 1—9

Se prezintă modelul unui cazan de abur realizabil pe un calculator analogic.

CZ 621.9 — 832 — 585.2/.3 : 681.322

Dodon, E. :

Sisteme de acţionare şi transmisii hidraulice şi electrohidraulice la maşinile-unelte comandate numeric.

Automatica şi Electronica 13, nr. 1, ian-febr 1969, p. 10—16

Sînt expuse aceste sisteme de acţionări, cum şi unele aspecte ale pregătirii programului şi desfăşurării lucrului la maşinile numerice.

CZ 681.325.6

Necula, N. N. :

O metodă de minimizare a structurilor în două nivele ŞI-SAU de scheme combinaţionale cu mai multe ieşiri.

Automatica şi Electronica 13, nr. 1, ian-febr 1969, p. 17—23

Noua metodă de minimizare corelată a unei mulţimi de funcţii booleene se bazează pe o definiţie originală dată mulţimii funcţiilor reprezentative ale schemei combinaţionale.

CZ 681.325 : 621. 391.1

Cuperman, V. :

Analiza comparativă a două moduri de funcţionare a echipamentelor de transmitere de date.*

Automatica şi Electronica 13, nr. 1, ian-febr 1969, p. 23—26

Se compară sistemele de transmitere de date cu transmitere continuă şi cu transmitere cu aşteptarea deciziei (semiduplex) din punctul de vedere al vitezei de transmitere.

CZ 621.375.024 : 621.382.3

Ionescu-Muscel, C. :

Cu privire la calculul performanţelor amplificatorului simetric de curent continuu în montaj „colector comun".

Automatica şi Electronica 13, nr. 1, ian-febr 1969, p. 27—31

Se dă schema unui amplificator simetric de curent continuu cu transistoare, în montaj „colector comun", cu reacţie suplimentară de tensiune, deducîndu-se relaţiile de calcul ale performanţelor etajului.

CZ 621.382.3

Bulucea, C. :

Transistoare planare cu siliciu de mică putere (I). Parametri constructivi şi fenomene de volum.

Automatica şi Electronica 13, nr. 1, ian-febr 1969, p. 32—38

Autorul examinează unele probleme ale transistoarelor planare, punînd accentul pe proprietăţile lor de dispozitiv şi nu pe proprietăţile de circuit.

NOTĂ 39—40

ACTUALITĂŢI 40—43

RECENZII 44

COMITETUL DE REDACȚIE

Prof. ing. C. PENESCU, membru corespondent al Academiei Republicii Socialiste România — redactor responsabil; conf. ing. S. FLOREA — redactor responsabil adjunct; ing. I. BĂTRÎNA; dr. ing. S. CĂLIN; ing. E. DEATCU; dr. ing. M. DRĂGĂNESCU; ing. D. DAMSKER; ing. I. FELEA; ing. A. MILEA; ing. N. MIREA; ing. I. PAPADACHE; conf. ing. R. STERE; ing. GH. ȘTEFĂNESCU; ing. I. TEODORESCU; ing. V. ZERCICOV.

Revista "AUTOMATICA ȘI ELECTRONICA", organ al Ministerului Industriei Construcțiilor de Mașini și al Consiliului Național al Inginerilor și Tehnicienilor din Republica Socialistă România, este editată de Oficiul de documentare și publicații tehnice al M.I.C.M., cu sediul în București, Calea Victoriei 133, sector 1. Telefon: redactor șef: 14.90.27; secretar general de redacție: 13.90.87 Abonamentele se primesc la Biroul de aprovizionare comenzi-difuzare. Telefon: 16.21.70/173. Instituțiile pot achita abonamentele în contul nostru de virament 026002 Banca Națională a Republicii Socialiste România — Sector 1, București. Tarif pentru instituții și întreprinderi: lei 100 anual; pentru muncitori, tehnicieni și ingineri: lei 30 anual. Costul unui exemplar: lei 5. Tiparul: Întreprinderea poligrafică "Informația", București, str. Brezoianu, nr. 23 — 25, C. 6066.

Taxele poștale plătite în numerar conform aprobării D.G.P. nr. 10/10 275/1968.

40 545

СОДЕРЖАНИЕ

ДК 621.18 : 681.332

Гуцу, Ст.:

Модель парового котла, осуществленного на аналогическом счетном устройстве.

Automatica şi Electronica 13, nr. 1, янв.-февр. 1969, **стр. 1—9**

Показана модель парового котла, осуществленного на аналогическом счетном.

ДК 621.9—832—585.2/.3 : 681.322

Додон, Е.:

Системы гидравлического и электрогидравлического регулируемого привода и передачи на станках числового управления.

Automatica şi Electronica 13, nr. 1, янв.-февр. 1969, стр. 10—16

Описаны системы привода, а также некоторые аспекты приготовления программы и развертывания работ на числовых станках.

ДК 681.326.6

Некула, Н. Н.:

Метод минимизации структур с двумя этажами И-ИЛИ комбинаторных схем с несколькими выходами.

Automatica şi Electronica 13, nr. 1, янв.-февр. 1969, стр. 17—23

Новый метод коррелированной минимизации бооленовых функций множеств основывается на оригинальном определении, принятом для множества репрезентативных функций комбинаторной схемы.

ДК 681.325 : 621.391.1

Куперман, В.:

Сравнительный анализ двух способов работы аппаратуры для передачи данных.

Automatica şi Electronica 13, nr. 1, янв.-февр. 1969, стр. 23—26

Проводится сравнение систем передачи данных непрерывной передачей и передачей с ожиданием решения (полудуплекс) с точки зрения скорости передачи.

ДК 621.375.024 : 621.382.3

Ионеску-Мусчел, К.:

О расчете коэффициента полезного действия симметрического усилителя постоянного тока в схеме „общий коллектор".

Automatica şi Electronica 13, nr. 1, янв.-февр. 1969, стр. 27—31

Приведена схема симметрического усилителя постоянного тока с транзисторами, в схеме „общий коллектор", с дополнительной реакцией и выведены соотношения расчета коэффициентов полезного действия каскад.

ДК 621.382.3

Булучя, К.:

Кремневые планировочные транзисторы низкой мощности (1). Конструктивные параметры и явления объема

Automatica şi Electronica 13, nr. 1, янв.-февр. 1969, стр. 32—38

Автор рассматривает некоторые проблемы планировочных транзисторов, подчеркивая их особенности с точки зрения устройства, а не контура.

ЗАМЕТКА 39—40
КРАТКАЯ ИНФОРМАЦИЯ 40—43
РЕЦЕНЗИИ 44

Abonați-vă
la
reviste:
CONSTRUCȚIA
DE MAȘINI
ELECTROTEHNICA
AUTOMATICA
ȘI
ELECTRONICA

AUTOMATICA și ELECTRONICA

REVISTĂ TEHNICO-ȘTIINȚIFICĂ DE AUTOMATICĂ, ELECTRONICĂ INDUSTRIALĂ ȘI TEHNICĂ NUCLEARĂ

ORGAN AL MINISTERULUI INDUSTRIEI CONSTRUCȚIILOR DE MAȘINI ȘI AL CONSILIULUI NAȚIONAL AL INGINERILOR ȘI TEHNICIENILOR DIN REPUBLICA SOCIALISTĂ ROMÂNIA

Vol. XIII (pag. 1 — 44) nr. 1, ianuarie — februarie București, 1969

Ing. S. GUȚU

Modelul unui cazan de abur realizat pe un calculator analogic

Dezvoltarea energeticii actuale impune folosirea pe scară din ce în ce mai largă a tehnicii modelării în studiul automatizării blocurilor cazan-turbogenerator de mare putere și aceasta cu atît mai mult cu cît asemenea blocuri se vor realiza în țară.

Lucrarea de față prezintă un model al unui cazan de abur realizabil pe un calculator analogic avînd o capacitate de 50 de amplificatoare operaționale și de 24 de cîmpuri de integrare. Modelul este în stare să redea variația presiunii la ieșirea din cazan, a presiunii în tambur, a diferenței dintre debitul produs de cazan și cel absorbit de turbină, precum și a temperaturii aburului supraîncălzit, în cazul variației separate sau simultane a debitului de combustibil, a debitului de aer sau a ventilului de admisie al turbinei. Modelul ține seamă de influența cantității de aer din focar asupra procesului de ardere, în care scop a fost introdusă o funcție neliniară care exprimă cantitatea de căldură degajată în focar, dependentă de abaterea excesului de aer din focar față de excesul optim.

Sînt stabilite funcțiile de transfer și schema de transpunere pe calculatorul analogic al modelului matematic, precum și cîteva exemple practice de utilizare a modelului la aprecierea calitativă a unor scheme de reglare, predeterminarea zonelor de acord optim ale regulatoarelor și a performanțelor tranzitorii ale proceselor de reglare la un cazan cu circulație naturală. Se indică totodată și modificările care trebuie efectuate în cazul modelării cazanelor cu circulație forțată. În concluzie sînt arătate avantajele și dezavantajele modelului și se dau indicații asupra posibilităților sale de utilizare și perfecționare.

1. Modelul matematic

În realizarea modelului matematic s-a pornit de la ecuațiile de schimb de căldură, bilanț termic și bilanț material ale cazanului [3], [8], [10] — [13], avîndu-se în vedere următoarele simplificări :

a) nivelul în tambur a fost considerat ca fiind menținut constant de către o buclă de reglare independentă de model ;
b) s-a neglijat influența economizorului asupra variației temperaturii amestecului apă-abur din tambur ;
c) s-a considerat temperatura în focar (respectiv la sfîrșitul focarului) proporțională cu cantitatea de căldură degajată în focar ;
d) s-a neglijat întîrzierea în transmiterea variațiilor debitului de gaze arse față de întîrzierile, comparativ mult mai mari, în transmiterea variațiilor temperaturilor gazelor arse și aburului și, respectiv, a variațiilor debitului de abur.

Simplificările susmenționate nu influențează decît în mică măsură calitatea procesului și sînt admisibile pentru gradul de precizie oferit de ansamblul modelului.

Așa cum se arată în [1], [2], [12], [13], ecuațiile diferențiale care descriu procesul se referă la un punct stabil de funcționare al cazanului, perturbațiile care intervin în proces fiind considerate destul de mici pentru a nu scoate sistemul din domeniul liniar.

Pentru a determina funcția de transfer a scurgerii combustibilului de la organul de reglare pe conducta de gaz natural pînă la intrarea în focar, admitem, în mod simplificat, că procesul are loc după o aperiodică :

$$\frac{\Delta B'}{\Delta B} = \frac{1}{1 + T_B \cdot s}, \qquad (1)$$

În mod analog, pentru scurgerea aerului în canalele de aer, pînă la intrarea în focar, avem :

$$\frac{\Delta A'}{\Delta A} = \frac{1}{1 + T_A \cdot s}. \qquad (2)$$

Calculul constantelor T_B şi T_A este arătat în tabela 2.

Trecînd la modelarea procesului de ardere din focar, se ştie că, prin definiţie, excesul de aer este dat de relaţia :

$$\alpha = \frac{A}{V^0_{um} B} = \frac{\overline{A} + \Delta A}{V^0_{um}(\overline{B} + \Delta B)}. \qquad (3)$$

Variaţia excesului va fi deci :

$$\Delta\alpha = \alpha - \overline{\alpha} = \frac{\overline{A} + \Delta A}{V^0_{um}(\overline{B} + \Delta B)} - \overline{\alpha} \qquad (4)$$

sau, în mărimi relative, ştiind că :

$$\alpha_m = \overline{\alpha} = \frac{\overline{A}}{V^0_{um}\overline{B}}, \qquad (5)$$

se obţine :

$$\frac{\Delta\alpha}{\alpha_m} = \frac{1 + \Delta A/\overline{A}}{1 + \Delta B/\overline{B}} - 1. \qquad (6)$$

Se consideră că formarea excesului are loc pe măsura introducerii aerului şi combustibilului în focar, fără vreo întîrziere suplimentară. Conform relaţiilor cunoscute, cantitatea de căldură degajată în focar este dată de expresia :

$$Q_F = B\eta_F Q^l + BC_{pa} t_a V^0_{um} \alpha. \qquad (7)$$

a) *Cazul în care* $\Delta\alpha/\alpha_m > 0$. Presupunem că, în aceste condiţii, randamentul focarului rămîne aproximativ constant, arderea avînd loc la excesul optim.

La variaţia debitului de combustibil, debitului de aer şi excesului va corespunde o variaţie a căldurii degajate în focar. Prin diferenţă faţă de regimul nominal şi neglijînd termenii de forma $(\Delta X)^2$, se obţine :

$$\Delta Q_F = (\overline{\eta}_F Q^l + C_{pa} t_a V^0_{um}\overline{\alpha})\Delta B + \overline{B}C_{pa} t_a V^0_{um}\Delta\alpha = K_{FB}\Delta B + K_{FA}\Delta\alpha, \qquad (8)$$

care, prin împărţire cu :

$$Q_{Fm} = \overline{Q}_F = \overline{B}\eta_F Q^l + \overline{B}C_{pa} t_a V^0_{um}\overline{\alpha}, \qquad (9)$$

devine :

$$\frac{\Delta Q_F}{Q_{Fm}} = \frac{\Delta B}{B_m} + K_{\alpha 1}\left|\frac{\Delta\alpha}{\alpha_m}\right|. \qquad (10)$$

b) *Cazul în care* $\Delta\alpha/\alpha_m < 0$. În acest caz randamentul focarului variază cu $\Delta\alpha$.

Pentru abateri relativ mici ale lui $\Delta\alpha$ se poate presupune această variaţie ca fiind liniară şi dată de formula :

$$\Delta\eta_F = K_\alpha \frac{\overline{\eta}_F}{\overline{\alpha}}\Delta\alpha, \qquad (11)$$

în care K_α este un coeficient care ţine seamă de gradul de imperfecţiune al arderii la scăderea excesului în focar sub valoarea optimă. Pentru un grad de imperfecţiune de 100% şi presupunînd că lipsa oxigenului atrage după sine transformarea unei părţi din combustibil în oxid de carbon, rezultă cantitatea de CO generată de aerul lipsă :

$$2\,CO + O_2 = 2\,CO_2 \qquad (12)$$

sau :

$$44{,}8\,Nm^3\,CO + 22{,}4\,Nm^3\,O_2 = 44{,}8\,Nm^3\,CO_2,$$

adică :

$$1\,Nm^3\,O_2 \rightarrow 2\,Nm^3\,CO$$

sau :

$$\underbrace{0{,}21\,\Delta\alpha\,V^0_{um}\,O_2}_{\text{cantitatea de oxigen din aerul lipsă}} \rightarrow \underbrace{2\cdot 0{,}21\cdot\Delta\alpha\,V^0_{um}\,CO}_{\text{cantitatea de CO din gazele de ardere}}$$

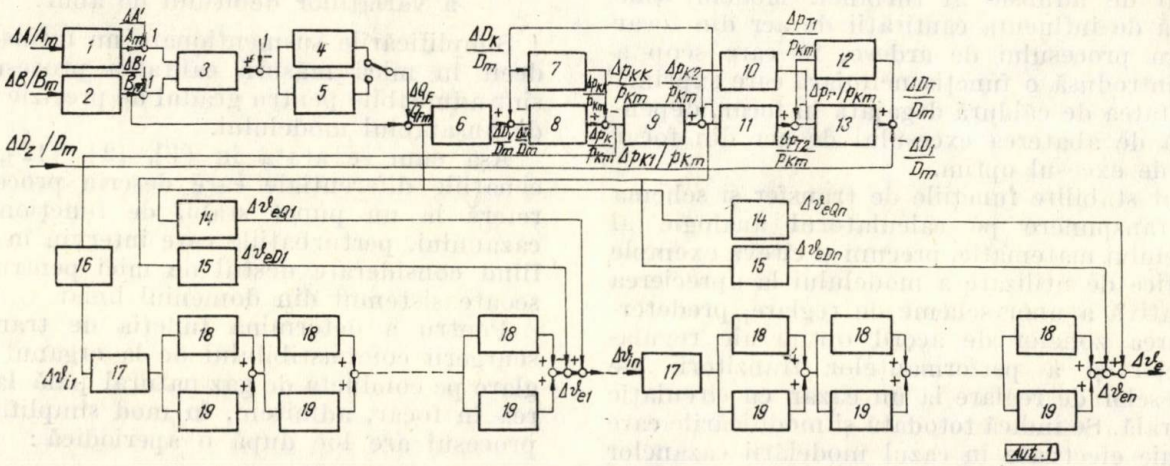


Fig. 1. Modelul matematic al cazanului.

Prin arderea CO rezultă cantitatea de căldură :

$$\Delta Q_{CO} = 3\,050\cdot 2\cdot 0{,}21\,V^0_{um}\Delta\alpha, \qquad (13)$$

valoare care exprimă totodată căldura pierdută prin arderea incompletă a $1\,Nm^3$ de combustibil.

În loc de Q^l va arde deci :

$$Q^{l\prime} = Q^l - \Delta Q_{CO} = Q^l - 3\,050 \cdot 2 \cdot 0.21 \cdot V^0_{um} \Delta\alpha = Q^l\left(1 - \frac{\Delta Q_{CO}}{Q^l}\right).$$

La variaţia lui $\Delta\alpha$, randamentul focarului $\overline{\eta}_F$ scade cu $\Delta\eta_F$:

$$(\overline{\eta}_F - \Delta\eta_F) Q^l = \overline{\eta}_F Q^{l\prime};$$

$$\overline{\eta}_F\left(1 - \frac{\Delta\eta_F}{\eta_F}\right) Q^l = \overline{\eta}_F Q^l\left(1 - \frac{\Delta Q_{CO}}{Q^l}\right),$$

adică :

$$\frac{\Delta\eta_F}{\overline{\eta}_F} = \frac{\Delta Q_{CO}}{Q^l} \qquad (14)$$

şi ţinînd seamă de relaţia (11), rezultă :

$$\frac{K^{max}_\alpha \Delta\alpha}{\overline{\alpha}} = \frac{3\,050 \cdot 2 \cdot 021 \cdot V^0_{um}\,\overline{\alpha}}{Q^l},$$

de unde rezultă :

$$K^{max}_\alpha = \frac{3\,050 \cdot 2 \cdot 0{,}21 \cdot V^0_{um}\,\overline{\alpha}}{Q^l}. \qquad (15)$$

În general K_α variază, în funcţie de tipul focarului şi de felul combustibilului, între zero şi K^{max}_α şi valoarea lui exactă se poate determina numai experimental. Despre în modul în care se pot executa aceste determinări vom reveni la sfîrşitul articolului.

Variaţia căldurii degajate în focar rezultă, la fel ca în cazul precedent, prin diferenţa faţă de regimul nominal :

$$\Delta Q_F = (\overline{\eta}_F Q^l + C_{pa}\, t_a\, V^0_{um}\,\overline{\alpha})\,\Delta B - \left(\overline{B}\, K_\alpha \frac{\overline{\eta}_F}{\overline{\alpha}} Q^l + \overline{B} C_{pa}\, t_a\, V^0_{um}\right)\Delta\alpha = K_{FB}\,\Delta B - K_{FA2}\,\Delta\alpha \qquad (16)$$

şi împărţind cu Q_{Fm} :

$$\frac{\Delta Q_F}{Q_{Fm}} = \frac{\Delta B}{B_m} - K_{\alpha 2}\left|\frac{\Delta\alpha}{\alpha_m}\right|. \qquad (17)$$

Constanta de timp a transformării combustibilului în căldură a fost neglijată fiind foarte mică în comparaţie cu celelalte constante de timp ale cazanului.

În continuare, pentru transformarea căldurii în vapori şi punerea în evidenţă a presiunii şi a debitului de abur al cazanului s-a utilizat modelul propus în [2] de J. Frensch şi G. Klefenz, la care mărimile reale ale variaţiei parametrilor au fost înlocuite cu mărimi relative (funcţiile de transfer *6 — 13*, fig. 1).

În ceea ce priveşte modelarea temperaturii aburului supraîncălzit s-a folosit lucrarea [1] a lui *R.* Isermann, precum şi principiile expuse în [3] — [5]. Pentru fiecare pachet de supraîncălzitor au fost calculate funcţiile de transfer *14 — 19* (fig. 1) conform expresiilor din tabela 1.

Tabela 1

Funcţiile de transfer ale modelului matematic al cazanului (fig. 1)

Funcţia nr.	Funcţia simbol	Expresia
1	$\frac{\Delta A'/A_m}{\Delta A/A_m}$	$\frac{1}{1 + T_A \cdot s}$
2	$\frac{\Delta B'/B_m}{\Delta B/B_m}$	$\frac{1}{1 + T_B \cdot s}$
3	—	$\frac{1 + \Delta A'/A_m}{1 + \Delta B'/B_m}$
4	$\Delta Q_F/Q_{Fm}$	$\frac{\Delta B'}{B_m} + K_{\alpha 1}\left\|\frac{\Delta\alpha}{\alpha_m}\right\|$ pentru $\frac{\Delta\alpha}{\alpha_m} > 0$
5		$\frac{\Delta B'}{B_m} + K_{\alpha 2}\left\|\frac{\Delta\alpha}{\alpha_m}\right\|$ pentru $\frac{\Delta\alpha}{\alpha_m} < 0$
6	$\frac{\Delta D_v/D_m}{\Delta Q_F/Q_{Fm}}$	$\frac{1}{1 + T_F \cdot s}$
7	$\frac{\Delta p_k/p_{km}}{\Delta D_k/D_m}$	$\frac{T_k \cdot D_m}{s_k \cdot p_{km}}$
8	$\frac{\Delta p_{kv}/p_{km}}{\Delta D/D_m}$	$\frac{D_m}{s \cdot s_k\, p_{km}}$
9	$\frac{\Delta p_{k1}/p_{km}}{\Delta p_k/p_{km}}$	$\frac{K_\Delta\, p_{km}}{D_m}$
10	$\frac{\Delta p_{k2}/p_{km}}{\Delta p_T/p_{km}}$	$\frac{K_\Delta\, p_{km}}{D_m}$
11	$\frac{\Delta p_{T2}/p_{km}}{\Delta D_k/D_m}$	$\frac{D_m}{s \cdot s_D\, p_{km}}$
12	$\frac{\Delta p_{T1}/p_{km}}{\Delta D_T/D_m}$	$\frac{D_m}{s \cdot s_D\, p_{km}}$
13	$\frac{\Delta D_1/D_m}{\Delta p_T/p_{km}}$	$\frac{'K_p\, p_{km}}{D_m}$
14	$\frac{\Delta\vartheta_{eQi}}{\Delta Q_F/Q_{Fm}}$	$\frac{K_{Qi}}{1 + T_{Qi} \cdot s}$
15	$\frac{\Delta\vartheta_{eDi}}{\Delta D_k/D_m}$	$\frac{K_{Di}}{1 + T_{Di} \cdot s}$
16	$\frac{\Delta\vartheta_{ti}}{\Delta p_k/p_{km}}$	$K_{p\vartheta} \cdot p_{km}$
17	—	$K_{\vartheta i}$
18	—	a_i
19	—	$\frac{b_i}{1 + T_{bi}\, s}$

Observaţie. s — variabilă complexă.

Tabela 2

Formulele de calcul pentru constantele funcţiilor de transfer

Funcţia nr.	Constanta	Formula de calcul
1	T_A	$\frac{\pi d_A \cdot l_a}{4\alpha V_{um}^0 \overline{B}}$
2	T_B	$\frac{\pi d_B^2 \cdot l_B}{4\overline{B}}$
4,5	$K_{\alpha 1}$	$\frac{K_{FA1} V_{um}^0 \alpha}{K_{FB} B_m}$
	$K_{\alpha 2}$	$\frac{K_{FA2} V_{um}^0 \alpha}{K_{FB} B_m}$
	K_{FB}	$\eta_F Q^l + C_{pa} t_a V_{um}^0 \alpha$
	K_{FA1}	$\overline{B} C_{pa} t_a V_{um}^0$
	K_{FA2}	$\overline{B} K_\alpha \frac{\eta F}{\alpha} Q^l + \overline{B} C_{pa} t_a V_{um}^0$
	K_α	se determină experimental (v. textul)
6	T_F	$\frac{C_{Fe} G_{Fev} \vartheta_s}{Q_v}$
61,62	T_w	$\frac{V}{(v'' - v')\overline{D}}$
7	S_k	$\frac{Q_a \Delta_p + Q_b \Delta_p}{\Delta p_2 \cdot r_2}$
	$Q_a \Delta_p$	$\left(V_{ta} + \frac{1}{2} V_v\right) \gamma_a (i_s - i_s \Delta_p)$
	$Q_b \Delta_p$	$(G_{Fev} + G_{Fet}) C_{Fe} (\vartheta_s - \vartheta_{s\Delta p})$
	T_k	$\frac{C_{Fe} G_{Fev}}{\overline{D} C_{pk}}$
9	K_Δ	$\frac{\overline{D} - D_{min}}{\Delta p \left[1 - \frac{D_{min}}{\overline{D}}\right]}$, în care : D_{min} este sarcina minimă a cazanului pentru care reglajul se menţine în funcţiune ; Δp — diferenţa $p_k - p_T$ corespunzătoare lui D_{min}
11	S_D	$\frac{m_D}{p_T}$
13	K_p	$\frac{\overline{D}}{p_T}$

(continuare tabela 2)

Funcţia nr.	Constanta	Formula de calcul
14	K_{Qi}	$\frac{C_{pDmi}}{C_{pDei}} (\vartheta_i - \vartheta_{Di}) \frac{1}{z_i} \left(1 - e^{-\varkappa_{Di} \frac{z_i}{1+z_i}}\right)$
	T_{Qi}	$(0{,}6 + 0{,}74\, \varkappa_{Di})\, T_{Ri} \frac{1}{z_i} \frac{1}{\varkappa_{Di}} \left(1 - e^{-\varkappa_{Di} \frac{z_i}{1+z_i}}\right)$
	z_i	$\frac{\alpha_{Gi} d_{ei}}{\alpha_{Di} d_{ii}}$
	x_{Di}	$\frac{4 \alpha_{Di} l_i}{d_{ii} \rho_{Di} C_{pDmi} W_{Di}}$
	T_{Ri}	$\frac{(d_{ei}^2 - d_{ii}^2) \rho_{Fe} C_{Fe}}{(\alpha_{Di} + \alpha_{Gi}) 4 d_i}$
15	K_{Di}	$\frac{C_{pDmi}}{C_{pDei}} (\vartheta_i - \vartheta_{Di}) \left(\frac{1}{z_i} + 0{,}2\right) \times \left(1 - e^{-\varkappa_{Di} \frac{z_i}{1+z_i}}\right)$
	T_{Di}	$(0{,}6 + 0{,}74\, \varkappa_{Di}) \frac{T_{Ri}}{x_{Di}} \left(\frac{1}{z_i} + 0{,}2\right) \times \left(1 - e^{-\varkappa_{Di} \frac{z}{1+z_i}}\right)$
16	$K_p\vartheta$	$\frac{\vartheta_s - \vartheta_{s\Delta pk}}{\Delta p}$
17 18	n_i	se alege astfel încît $\Delta \varkappa_{Di}$ să se găsească în intervalul $1 \leqslant \Delta \varkappa_{Di} \leqslant 2$
19	$\Delta \varkappa_{Di}$	$\frac{\varkappa_{Di}}{n_i}$
	a_i	$e^{-\Delta \varkappa_{Di}}$
	b_i	$e^{-\Delta \varkappa_{Di} \frac{z_i}{1+z_i}} - a_i$
	T_{bi}	$\frac{\Delta \varkappa_{Di}}{(1-a_i)^2} T_{Ri} b_i$
	$K_{\vartheta i}$	$\frac{C_{pDii}}{C_{pDei}}$

Observaţie. Constantele funcţiilor 14, 15, 17–19 se calculează pentru fiecare pachet i de supraîncălzitor în parte.

Tabela 1 conţine funcţiile de transfer ale modelului matematic al cazanului din figura 1, scrise în mărimi relative, valorile de referinţă fiind notate cu indicele m.

combustibil gaz natural, ale cărei principale date de proiectare sînt înscrise în tabela 3. El a fost realizat pe un calculator analogic tip MEDA-80-T, de fabricaţie cehoslovacă, dotat

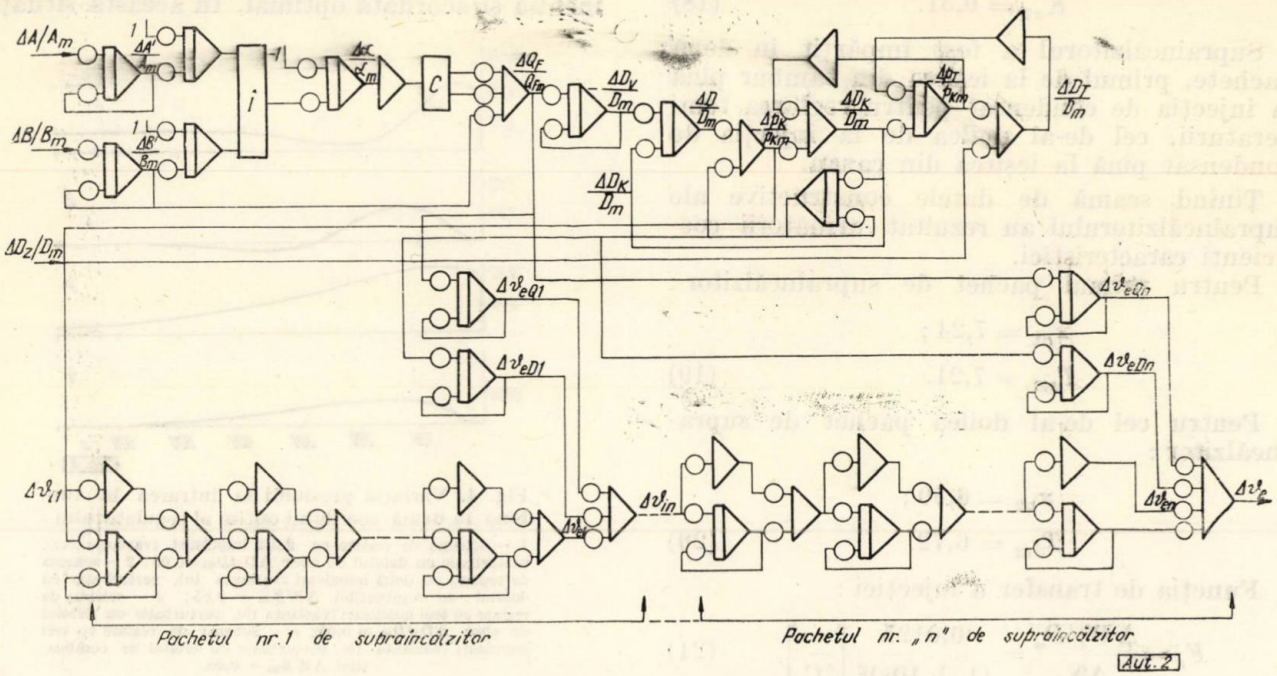


Fig. 2. Schema de modelare pe calculatorul analogic.

În tabela 2 se dau formulele de calcul pentru constantele funcţiilor de transfer. Notaţiile utilizate sînt grupate într-o tabelă, la sfîrşitul lucrării.

2. Transpunerea modelului pe maşina analogică de calcul

Modelul matematic descris mai sus poate fi realizat pe o maşină analogică de calcul obişnuită. Schema de modelare este reprezentată în figura 2. În afara amplificatoarelor operaţionale programate ca sumatoare sau sumatoare-integratoare, apar în schemă blocul de împărţire I şi blocul comparator-releu C, care sînt elemente de calcul specializate. Blocul de împărţire execută în permanenţă raportul dintre debitul de aer real şi cel teoretic necesar arderii, iar rezultatul este comparat apoi cu 1. Dacă diferenţa rezultă pozitivă, blocul comparator transmite semnalul potenţiometrului cu valoarea $K_{\alpha 1}$ (10), iar dacă diferenţa rezultă negativă, arderea are loc conform ecuaţiei (17) şi blocul comparator comută pe potenţiometrul cu valoarea $K_{\alpha 2}$. În acest fel se realizează modelarea neliniară a procesului de ardere din focarul cazanului.

3. Exemplu de utilizare a modelului

Modelul descris a fost aplicat la un cazan cu circulaţie naturală de 50 t/h, 40 ata, 450°C, fără supraîncălzire intermediară, cu

cu elemente specializate de împărţire şi releu comparator. K_α al cazanului studiat a fost ales egal cu 0,5 ($K_\alpha^{max} = 1{,}68$), de unde au

Tabela 3

Principalele date de proiectare ale cazanului

Mărimea	Unitatea de măsură	Valoarea numerică
$\overline{B}$	Nm³/s gaz natural	1,21
Q^l	kcal/Nm³	8 420
$\overline{D} = D_m$	kgf abur/s	13,9
$\overline{p}_k = p_{km}$	at	40
$\overline{A} = A_m$	Nm³ aer/s	13,3
$\alpha = \alpha_m$	—	1,15
$\overline{Q}_F = Q_{Fm}$	kcal/s	10 700
η	—	0,88
η_F	—	0,98
G_{Fcv}	kgf	11 500
G_{Fet}	kgf	20 000
V_{ta}	m³	4,5
V_v	m³	6,0
D_{min}	—	0,5 D
m_{D1}	kgf abur	28,0
m_{D2}	kgf abur	37,5
V_{um}^0	Nm³ aer/Nm³ comb.	9,58
t_a	°C	200
C_{pa}	kcal/kgf grd	0,25
γ_a	kgf/m³	0,745
C_{pk}	kcal/kgf grd	1,35
ϑ_s	°C	249
i_s	kcal/kgf	669
ϑ_e	°C	450
i_e	kcal/kgf	796

Observaţie. Cu $\overline{X}_i$ sau notat parametrii X_i la regimul normal.

rezultat coeficienţii părţii neliniare a modelului :

$$K_{\alpha 1} = 0{,}06\,;$$
$$K_{\alpha 2} = 0{,}51. \qquad (18)$$

Supraîncălzitorul a fost împărţit în două pachete, primul de la ieşirea din tambur pînă la injecţia de condensat pentru reglarea temperaturii, cel de-al doilea de la injecţia de condensat pînă la ieşirea din cazan.

Ţinînd seamă de datele constructive ale supraîncălzitorului au rezultat următorii coeficienţi caracteristici.

Pentru primul pachet de supraîncălzitor :

$$\varkappa_{D1} = 7{,}24\,;$$
$$T_{Fe1} = 7{,}21. \qquad (19)$$

Pentru cel de-al doilea pachet de supraîncălzitor :

$$\varkappa_{D2} = 6{,}50\,;$$
$$T_{Fe2} = 6{,}72. \qquad (20)$$

Funcţia de transfer a injecţiei :

$$F_i = \frac{\Delta W_i/D_m}{\Delta \vartheta_e} = \frac{0{,}0125}{(1 + 10s)^2}\left[\frac{-}{°C}\right]. \qquad (21)$$

Pe modelul astfel construit s-au încercat următoarele scheme de reglare automată.

1. *Reglarea automată a presiunii la ieşirea din cazan în următoarele variante* :

a) *Cazanul funcţionînd pe bară colectoare de abur*

Regulator PI acţionînd asupra combustibilului şi avînd la intrare două impulsuri :

— variaţia presiunii la ieşirea din cazan ;
— variaţia debitului de combustibil.

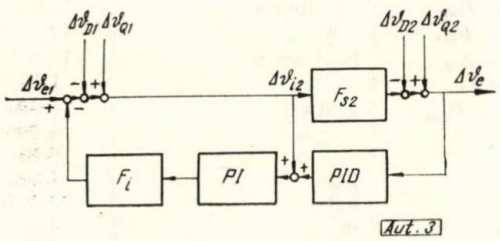


Fig. 3. Schema de reglare în cascadă a temperaturii aburului supraîncălzit :

F_{S_2} — funcţia de transfer a celui de-al doilea pachet de supraîncălzitor ; F_i — funcţia de transfer a injecţiei ; *PI* — regulator *PI* ; *PID* — regulator *PID*.

b) *Cazanul funcţionînd bloc cu turbina. Regulator PI cu trei impulsuri :*

— variaţia presiunii la ieşirea din cazan ;
— variaţia debitului de combustibil ;
— variaţia debitului de abur la ieşirea din cazan şi intrarea în turbină.

2. *Reglarea automată a temperaturii aburului la ieşirea din cazan*

S-a considerat cazanul funcţionînd cu bucla de reglare a presiunii, varianta cu trei impulsuri, închisă şi acordată optimal. În această situaţie

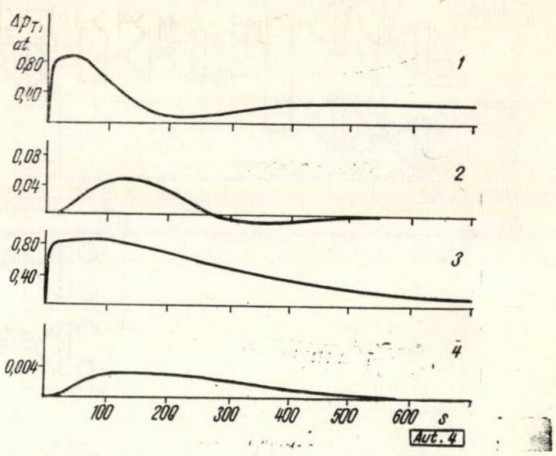


Fig. 4. Variaţia presiunii la intrarea în turbină în urma acordului optim al regulatorului :

1 — schema de reglare cu două impulsuri (varianta 1*a*), perturbaţie cu debitul de abur $\Delta D_z/D_m = 0{,}05$; *2* — schema de reglare cu două impulsuri (varianta 1*a*), perturbaţie cu debitul de combustibil $\Delta B/B_m = 0{,}05$; *3* — schema de reglare cu trei impulsuri (varianta 1*b*), perturbaţie cu debitul de abur $\Delta D_z/D_m = 0{,}05$; *4* — schema de reglate cu trei impulsuri (varianta 1b), perturbaţie cu debitul de combustibil $\Delta B/B_m = 0{,}05$.

s-au studiat următoarele scheme de reglare automată a temperaturii :

a) *Reglarea simplă*. Regulator PI acţionînd asupra debitului de injecţie de condensat şi avînd la intrare un singur impuls, de la variaţia temperaturii aburului la ieşirea din cazan.

b) *Reglarea în cascadă*. Regulator PI, regulator PID, montate în cascadă (fig. 3), impulsuri de la variaţia temperaturii la ieşirea din cazan şi variaţia temperaturii aburului după injecţie.

În figura 4 este arătat procesul tranzitoriu al variaţiei presiunii la ieşirea din cazan în cazul realizării unor acorduri optimale ale regulatoarelor pentru variantele 1a), respectiv 1b), de mai sus. Se observă, la varianta 1a), că în cazul perturbaţiei cu debitul de abur, mărimea de ieşire se stabilizează la o valoare diferită de zero, corespunzătoare statismului presiunii cazanului la funcţionarea lui pe bară colectoare în paralel cu alte cazane. La varianta 1b) (funcţionarea bloc cazan-turbină), statismul este egal cu zero şi presiunea se stabilizează totdeauna la aceeaşi valoare, independent de perturbaţie.

În figura 5 este reprezentat procesul tranzitoriu al variaţiei temperaturii pentru acordul optimal obţinut în cazul variantelor 2a) şi, respectiv, 2b). Se observă la varianta de reglaj în cascadă 2b) performanţe ale reglajului sensibil îmbunătăţite faţă de varianta 2 a).

Aceste performanţe se obţin cu preţul introducerii a încă unui regulator şi al realizări unui acord foarte precis al sistemului.

În figura 6 este arătată diagrama caracteristică amplitudine-fază pentru temperatura aburului, la ieşirea din supraîncălzitor, în cazul acordării optime a regulatoarelor, varianta 2a). Curba A a fost obţinută prin puncte, aplicînd pe model, la locul de introducere a perturbaţiilor de sarcină (debit de abur), oscilaţi sinusoidale de amplitudine constantă şi frecvenţă variabilă şi măsurînd de fiecare dată amplitudinea şi defazajul la ieşire. Curba B

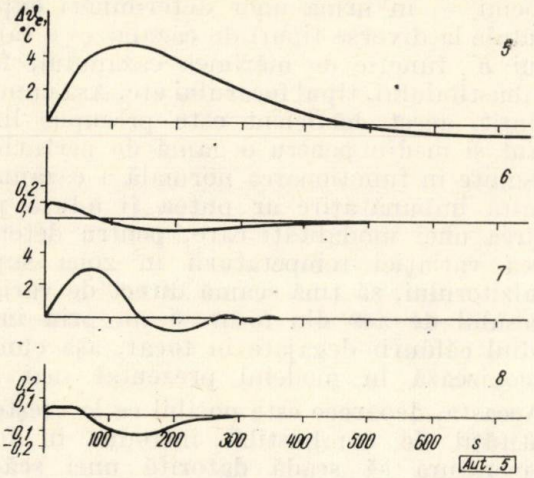


Fig. 5. Variaţia temperaturii la ieşirea din supraîncălzitor pentru acordul optim al regulatoarelor:
5 — schema de reglare cu un impuls unic de la abaterea de temperatură finală (varianta 2*a*), perturbaţie cu debitul de abur $\Delta D_z/D_m = 0{,}05$; *6* — schema de reglare cu impuls unic de la abaterea de temperatură finală (varianta 2a), perturbaţie cu debitul de combustibil $\Delta B/B_m = 0\,05$; *7* — schema de reglare în cascadă (varianta 2*b*), perturbaţie cu debitul de abur $\Delta D_z/D_m = 0{,}05$; *8* — schema de reglare în cascadă (varianta 2*b*), perturbaţie cu debitul de combustibil $\Delta B/B_m = 0{,}05$.

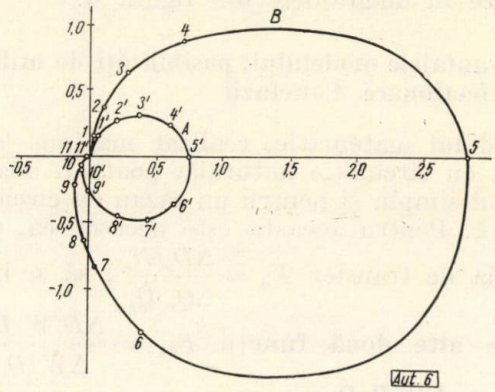


Fig. 6. Caracteristica amplitudine-fază pentru sistemul de reglare a temperaturii aburului supraîncălzit acordat optimal (varianta 2*a*):
A — în circuit închis; *B* — în sistem deschis.

a fost obţinută din A prin transformarea grafică cu ajutorul relaţiilor cunoscute:

$$Y(s) = \frac{Y_0(s)}{1 - Y_0(s)}, \qquad (22)$$

adică:

$$|Y(s)| = \frac{|Y_0(s)|}{|1 - Y_0(s)|}; \qquad (23$$

$$\arg[Y(s)] = \arg[Y_0(s)] - \arg[1 - Y_0(s)], \qquad (24)$$

Tabela 4

Construcţia caracteristicii amplitudine-fază pentru sistemul de reglare a temperaturii aburului supraîncălzit (varianta 2a, fig. 6)

Nr. crt.	Frecvenţa reală f_0 [Hz]	Frecvenţa pe model f [Hz]	Sistemul în circuit închis			Sistemul deschis		
			pct. nr.	raportul amplitudinilor A'/A'_0 [−]	defazajul Φ [grd]	pct. nr.	raportul amplitudinilor A/A_0 [−]	defazajul Φ [grd]
1	0,001	0,01	1′	0,155	+72°	1	0,160	+81°30′
2	0,002	0,02	2′	0,330	+54°	2	0,384	+72°30′
3	0,003	0,03	3′	0,484	+40°	3	0,680	+66°30′
4	0,0035	0,035	4′	0,640	+16°	4	1,120	+51°
5	0,004	0,04	5′	0,735	0	5	2,770	0
6	0,005	0,05	6′	0,730	−30°	6	1,400	−74°
7	0,0055	0,055	7′	0,635	−49°	7	0,845	−87°30′
8	0,006	0,06	8′	0,475	−65°	8	0,529	−93°
9	0,007	0,07	9′	0,285	−112°	9	0,259	−116°30′
10	0,010	0,10	10′	0,120	−120°	10	0,112	−125°
11	0,016	0,16	11′	0,021	−176°	11	0,020	−177°

în care $Y_0(s)$ este funcţia de transfer a sistemului în circuit închis, iar $Y(s)$ este funcţia de transfer a aceluiaşi sistem, deschis. În tabela 4 se dau valorile numerice ale punctelor reprezentate în diagramele din figura 6.

4. Avantajele modelului, posibilităţi de utilizare şi perfecţionare. Concluzii

Modelul matematic, realizat mai sus la un cazan cu circulaţie naturală, poate fi adaptat în mod simplu şi pentru un cazan cu circulaţie forţată. Pentru aceasta este necesar ca, după funcţia de transfer $F_6 = \frac{\Delta D_v/D_m}{\Delta Q_F/Q_{Fm}}$, să se intercaleze alte două funcţii $F_{61} = \frac{\Delta D_v W/D_m}{\Delta W/D_m}$ şi $F_{62} = \frac{\Delta D_v B/D_m}{\Delta D'_v/D_m}$, definite de ecuaţiile :

$$F_{61} = \frac{1}{(1 + T_W s)(1 + T_K s)}; \qquad (25)$$

$$F_{62} = 1 - \frac{1}{(1 + T_W s)(1 + T_K s)}, \qquad (26)$$

între acestea existînd relaţia :

$$\Delta D_v = \Delta D_{vW} + \Delta D_{vB}. \qquad (27)$$

Constantele T_W şi T_K se calculează conform tabelei 2.

Faţă de lucrările similare realizate pînă în prezent de diverşi autori, modelul de faţă întruneşte cîteva avantaje :

a) Este simplu şi intuitiv.

b) Scoate în evidenţă toate mărimile de care este nevoie pentru realizarea oricărei scheme de reglare automată la cazanele de abur, inclusiv debitul de aer şi influenţa lui asupra arderii care are loc în focar.

c) Prezintă posibilitatea de a studia comportarea dinamică a cazanului la principalele perturbaţii care apar în mod obişnuit în exploatare : debitul de abur şi debitul de combustibil.

d) Pentru realizarea lui sînt necesare exclusiv datele de proiectare ale cazanului, ceea ce face modelul utilizabil înainte de intrarea în expolatare propriu-zisă a agregatului.

e) Modelul poate fi realizat pe orice calculator analogic care are, în afara amplificatoarelor operaţionale obişnuite, blocuri de împărţire şi elemente comparatoare.

f) Are o precizie suficientă pentru studiul calitativ al schemelor de reglare şi predeterminarea zonei de optim a acordului regulatoarelor. În ceea ce priveşte precizia de obţinere a curbelor, aceasta depinde în principal de eroarea aparatului înregistrator, de regulă mult mai mare decît aceea a calculatorului analogic propriu-zis.

În exemplul dat mai sus curbele au fost scoase cu o eroare de maximum 2%.

Modelul prezentat în această lucrare este susceptibil de perfecţionări ulterioare. Astfel, pentru determinarea coeficientului K_α, se poate întocmi — în urma unor determinări experimentale la diverse tipuri de cazane — o tabelă a lui K_α funcţie de mărimea cazanului, felul combustibilului, tipul focarului etc. Aşa cum am amintit, acest coeficient este presupus liniarizant şi mediu pentru o gamă de perturbaţii obişnuite în funcţionarea normală a cazanului. O altă îmbunătăţire ar putea fi adusă prin găsirea unei modalităţi care, pentru determinarea variaţiei temperaturii în zona supraîncălzitorului, să ţină seamă direct de variaţia excesului de aer din focar şi nu prin intermediul căldurii degajate în focar, aşa cum se preconizează în modelul prezentat mai sus.

Aceasta, deoarece este posibil ca la creşterea cantităţii de combustibil introdus în focar temperatura să scadă datorită unei scăderi simultane a debitului de aer, deşi, în acest caz, cantitatea de căldură degajată ar înregistra totuşi o uşoară creştere. În fine, în scopul reducerii timpului de lucru, calculele de determinare a coeficienţilor din schema de modelare pe calculatorul analogic ar putea fi algoritmizate în scopul efectuării lor pe un calculator cifric pe care ar urma să se introducă direct datele de proiectare ale cazanului.

NOTAŢII

B	Nm^3/s	debitul de combustibil după organul de reglaj
B'	Nm^3/s	debitul de combustibil la intrarea în focar
Q^l	$kcal/Nm^3$	puterea calorică inferioară a combustibilului
d_B	m	diametrul conductei de combustibil
l_B	m	lungimea conductei de combustibil între organul de reglare şi focar
D	kgf/s	debitul nominal al cazanului
D_v	kgf/s	debitul de abur produs de sistemul vaporizator
D_K	kgf/s	debitul de abur care ţine seamă de acumularea vaporizatorului
D_r	kgf/s	debitul de abur la intrarea în turbină
D_Z	kgf/s	debitul de abur perturbator
p_K	at	presiunea în tambur (sistemul vaporizator)
p_r	at	presiunea la ieşirea din cazan (înaintea ventilului de admisie al turbinei)
W	kgf/s	debitul de apă de alimentare al cazanului
A	Nm^3/s	debitul de aer, după organul de reglare
A'	Nm^3/s	debitul de aer, la intrarea în focar
Q_F	kcal/s	cantitatea de căldură degajată în focar
α	—	excesul de aer din focar
V^0_{um}	Nm^3aer/Nm^3 combust.	cantitatea de aer necesară arderii perfecte a 1 Nm^3 combustibil
t_a	°C	temperatura aerului la intrarea în focar
c_{pa}	$kcal/Nm^3grd$	căldura specifică a aerului la intrarea în focar

η	—	randamentul global al cazanului
η_F	—	randamentul focarului
ΔQ_{CO}	kcal/s	cantitatea de căldură pierdută prin ardere incompletă
C_{pk}	kcal/kgf grd	căldura specifică a amestecului apă-abur din vaporizator
C_{Fe}	kcal/kgf grd	căldura specifică a masei fierului
G_{Fev}	kgf	greutatea masei fierului sistemului vaporizator
G_{Fet}	kgf	greutatea tamburului
Q_v	kcal	cantitatea de căldură absorbită de sistemul vaporizator
$Q_{a\Delta p}$	kcal	cantitatea de căldură cedată de apa din sistemul vaporizator, la micşorarea cu Δp a presiunii din sistem
$Q_{b\Delta p}$	kcal	cantitatea de căldură cedată de masa fierului din sistemul vaporizator, la micşorarea cu Δp a presiunii din sistem
r_2	kcal/kgf	căldura de vaporizare a apei la presiunea nominală, mai puţin Δp
γ_a	kgf/m^3	greutatea specifică a apei din sistemul vaporizator
V_v	m^3	volumul sistemului vaporizator
V_{ta}	m^3	volumul ocupat de apa din tambur
m_{Di}	kgf	greutatea aburului din pachetul de supraîncălzitor
C_{pDmi}	kcal/kgf grd	căldura specifică medie a aburului pachetului de supraîncălzitor
C_{pDii}	kcal/kgf grd	căldura specifică a aburului la intrarea pachetului de supraîncălzitor
C_{pDei}	kcal/kgf grd	căldura specifică a aburului la ieşirea pachetului de supraîncălzitor
ϑ_{ii}	°C	temperatura aburului la intrarea în pachetul de supraîncălzitor
ϑ_{ei}	°C	temperatura aburului la ieşirea pachetului de supraîncălzitor
ϑ_{Di}	°C	temperatura medie a aburului în pachetul de supraîncălzitor
θ_i	°C	temperatura medie a metalului ţevilor pachetului de supraîncălzitor
d_{ti}	m	diametrul interior al ţevilor supraîncălzitorului
d_{ei}	m	diametrul exterior al ţevilor supraîncălzitorului
l_i	m	lungimea de calcul a ţevilor pachetului de supraîncălzitor
W_{Di}	m/s	viteza medie a aburului în ţevile pachetului de supraîncălzitor
ρ_{Fe}	kgf/m^3	greutatea specifică a masei fierului
ρ_{Di}	kgf/m^3	greutatea medie a aburului în pachetul de supraîncălzitor
α_{Di}	kcal/m^2.s.grd	coeficientul de schimb de căldură perete-abur pentru pachetul de supraîncălzitor
α_{Gi}	kcal/m^2.s.grd	coeficientul de schimb de căldură gaze arse—peretele ţevilor pachetului de supraîncălzitor
ϑ_s	°C	temperatura aburului saturat în tambur la presiunea nominală
$\vartheta_{s\Delta p}$	°C	temperatura aburului saturat la presiunea nominală din tambur, mai puţin Δp
i_s	kcal/kgf grd	entalpia aburului saturat la presiunea nominală în tambur
i_e	kcal/kgf grd	entalpia aburului la ieşirea din cazan
W_i	kgf/s	debitul de condensat de injecţie pentru reglarea temperaturii aburului supraîncălzit
ΔX_i	—	variaţia parametrului X_i în regim tranzitoriu
X_{im}	—	valoarea de raportare a parametrului X_i
$\Delta X_i/X_{im}$	—	variaţia parametrului X_i în regim tranzitoriu, exprimată în mărimi raportate

BIBLIOGRAFIE

[1] Isermann, R. *Vorausbestimmung der Regelgüte der Dampftemperatur. Regelung von Trommelkesseln mit dem Analogrechner.* În: Regelungstechnik, nr. 10 şi 11, 1966.

[2] Frensch, J., Klefenz, G. *Die Dynamik der Dampferzeugung im Bensonkessel.* În: B.W.K., nr. 12, 1961.

[3] Profos, P. *Die Regelung von Dampfanlagen.* Berlin, Springer-Verlag, 1962.

[4] Profos, P. *Dynamik der Druck und Feuerregelung von Dampferzeugern.* În: Techn. Rdch. Sulzer Forschungsheft, nr. 6898.

[5] Profos, P. *Dynamisches Verhalten von Zwangsstrom Verdampfersystemmen.* În: Techn. Rdsch. Sulzer Forschungsheft, 1960.

[6] Klefenz, G. *Charakteristische Grössen für die Regelung von Heissdampferzeugern.* In: Schoppe und Faeser Techn. Unter., nr. 1, 1959.

[7] Läubli, F. *Zum Problem der Nachbildung des dynamischen Verhaltens von Dampferzeugern auf Analogie — Rechenmaschinen.* În: Rev. techn. Sulzer, nr. 2, 1961.

[8] Adams, J., Clark, D. R., Louis, Jr., Spanbauer, J. P. *Modelarea matematică a dinamicii unui cazan cu trecere forţată.* În: I.E.E.E. trans. power appar. and syst., PAS—84, nr. 2, 1965.

[9] Hofmeister, W. *Caracteristicile supraîncălzitoarelor — determinarea proprietăţilor lor dinamice.* În: Energie und Technik, nr. 8, 1966.

[10] Hanus, B. *Vereinfachte Nachbildung des Regelverhaltens eines Dampfüberhitzers am Analogrechner.* În: Regelungstechnik, nr. 1, 1965.

[11] Stepan, I. *Der Einfluss von Konstruktionsparametern auf dynamischen Eigenschaften von überhitzern.* În: B.W.K., nr. 12, 1962.

[12] Guţu, S., Niţescu, I. *L'étude sur calculateur analogie de la régulation automatique de la température des chaudières.* Colocviul „Tehnici de calcul şi calculatoare", Bucureşti, 22—26 sept 1967.

[13] Guţu, S., Velicu, V., Niţescu, I. *Modelul analogic simplificat al unui cazan de abur.* Lucrarea prezentată la sesiunea de comunicări din domeniul automaticii a Academiei, Bucureşti, 16—18 oct. 1967.

[14] *MEDA 20 TS and MEDA 40 TA transistorized differential analysers. Technical description and directions for use — ARITMA.*

Dr. ing. E. DODON

Sisteme de acţionare şi transmisii hidraulice şi electrohidraulice la maşinile-unelte comandate numeric

Realizarea maşinilor-unelte (*MU*) cu comandă numerică (*CN*) ridică o serie de noi cerinţe.

Construcţia unei maşini-unelte (*MU*) cu comandă numerică (*CN*) nu se rezumă la echipamentul electronic specific comenzii numerice, ci este necesar ca o parte din subansamblurile de acţionare ale maşinii să fie realizate conform noilor cerinţe, de regulă mai severe şi mai pretenţioase, cerinţe care au dus la apariţia de noi elemente, de noi tipuri de transmisii sau acţionări, de noi funcţiuni, sisteme, subansambluri şi părţi de comandă ale maşinii.

În legătură cu aceasta menţionăm că introducerea comenzilor numerice a impulsionat în general şi evoluţia construcţiei celorlalte părţi ale maşinilor-unelte, iar perfecţionările sînt încă la ordinea zilei. Aceasta ilustrează de altfel şi pe alte planuri, importanţa introducerii comenzilor după program numeric (*CN*).

1. Construcţia specifică a acţionărilor

Deoarece *CN* se referă la „ciclul dimensiunilor" sau al cotelor, specificul acestor acţionări se referă în general la cele pentru mişcările de avans. În timp ce la alte tipuri de maşini, tradiţionale, acţionările de avans pur mecanice depăşesc 75% din totalul construcţiilor, la *MU* cu *CN* ele practic nu mai există şi însuşi procentul celor electromecanice (care includ cutiile cu cuplaje electromagnetice) este în scădere, extinzîndu-se sistemele hidraulice şi electrohidraulice.

Condiţiile pe care le impun *CN* acţionărilor în cauză sînt distincte: durate tranzitorii scurte, variaţia vitezei de ieşire — liniare sau unghiulare — din mers şi sub sarcină, deplasări fără oscilaţii şi sacadări, gabarite reduse, rigiditate la torsiune ridicată şi intervale de reglare lărgite, respectiv mai mari decît la cele tradiţionale. Aceste condiţii impun alegerea tipului de acţionare, în funcţie de felul *CN*. În general, pentru scurtarea lanţurilor cinematice se recomandă cîte un subansamblu de acţionare separat pentru fiecare coordonată, chiar dacă este posibilă utilizarea numai a unui subansamblu şi a unor transmisii adecvate.

Acţionarea unui sistem de comandă numerică punct cu punct, pentru mişcări de poziţionare, trebuie să asigure un timp minim de deplasare de la un punct (o poziţie) la altul.

Viteza de mers rapid se ia între 3 şi 8 m/min, şi anume mai mare pentru cursele lungi. Viteza lentă sau „de poziţionare" se alege după cerinţele de precizie la oprirea în poziţie.

La acţionări în trepte, trecerea se face prin cîteva trepte intermediare între cea de mers rapid şi cea lentă, de poziţionare (în total maximum 3). Raportul total al fiecărei trepte intermediare trebuie astfel ales ca la veriga executantă (sanie, masă etc.) să se realizeze viteza optimă.

O diagramă a vitezei la oprire, în funcţie de cursa S parcursă, este reprezentată în figura 1. Curbele cu linie întreruptă reprezintă extremele posibile la valori maxime ale dispersiei de comutare a aparaturii.

Dacă $v_R > v_1 > v_2 > v_p$, vitezele intermediare optime v_1 şi v_2 pot fi determinate după expresiile [1]:

$$v_{1\,opt} = \sqrt[3]{\frac{t_{3\sigma R}^2 \cdot v_R^2 \cdot v_p}{t_{3\sigma 1} \cdot t_{3\sigma 2}}} \text{ şi}$$

$$v_{2\,opt} = \sqrt[3]{\frac{t_{3\sigma R} \cdot t_{3\sigma 1} \cdot v_R^2 \cdot v_p}{t_{3\sigma 2}^2}}, \qquad (1)$$

unde:

$t_{3\sigma}$ este timpul de dispersie a cuplării la viteza respectivă, corespunzător spaţiului de dispersie $S_{3\sigma}$ de la treapta respectivă (fig. 1).

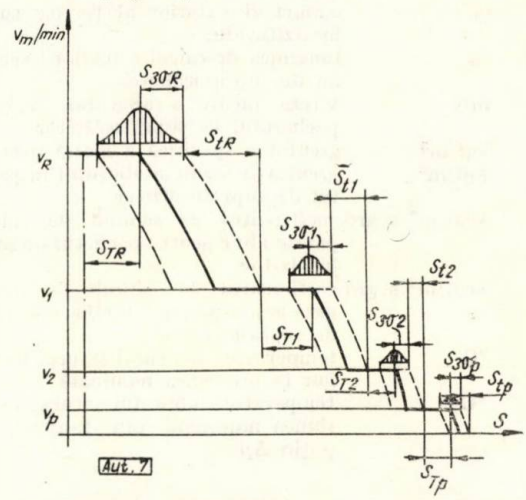


Fig. 1. Diagramă viteză-cursă, pentru trecerea de la viteza rapidă la cea de poziţionare:

v_R — viteza rapidă; v_p — viteza de poziţionare (lentă); v_1, v_2 — viteze intermediare; S_{TR}, S_{T1}, S_{T2}, S_{Tp} — spaţiile de întîrziere; S_{tR}, S_{t1}, S_{t2}, S_{tp} — spaţiile de recuplare; $S_{3\sigma R}$, $S_{3\sigma 1}$, $S_{3\sigma 2}$, $S_{3\sigma p}$ — spaţiile de dispersie.

Relaţiile analoge sînt date şi pentru cazul a trei trepte intermediare sau numai pentru o treaptă intermediară.

Dacă se consideră [1] că toate duratele de întîrziere T, toate duratele recuplării t şi

toate duratele de dispersie $t_{3\sigma}$, corespunzătoare curselor respective (S_T, S_t şi $S_{3\tau}$), sînt respectiv egale între ele, atunci numărul de trepte intermediare rezultă din rezolvarea grafică a ecuaţiei :

$$\left(\frac{v_R}{v_p}\right)^y \cdot t_{3\sigma}\left[y \cdot \ln\frac{v_R}{v_p} - 1\right] = T + t, \qquad (2)$$

în care :

$\frac{1}{y} = n + 1$, iar n — numărul de trepte.

Relaţiile (1) şi (2) permit deci determinarea caracteristicii optime a unei acţionări în trepte pentru poziţionare.

Pentru sistemele absolute se recurge la poziţionare după „depăşirea" cotei. Oprirea la cotă trebuie să se realizeze din viteză lentă mereu în acelaşi sens, indiferent de sensul deplasării dintre puncte. La oprirea cu „depăşire" şi revenire, vitezele intermediare optime rezultă din alte relaţii [1]. La acţionările continue, pentru obţinerea unei caracteristici optime de deplasare şi frînare cu accelerări şi decelerări maxime se recurge la limitarea mărimilor extreme ale parametrului de solicitare : intensitatea de curent, tensiune electrică, presiunea lichidului etc. Accelerarea şi frînarea trebuie deci comandate în momentul necesar.

La acţionarea unui sistem de comandă cu prelucrare liniară, deplasarea de la un punct la altul are loc de obicei în prelucrare şi deci viteza de avans trebuie să corespundă regimului de aşchiere corespunzător, adică pornirea ar trebui să înceapă (fig. 1) cu o viteză $v < v_R$, după care cu sau fără viteze intermediare se cuplează viteza de poziţionare v_p.

Acţionările sistemelor de conturare trebuie să fie ccntinui pentru a permite reglaje fine şi precise ale vitezelor, deoarece vectorul rezultant al acestora determină forma corectă a traiectoriei, deci precizia suprafeţei formate. În acest scop se utilizează acţionările construite ca sistem de urmărire.

Ca surse de mişcare în acţionările diferitelor sisteme punct cu punct şi cu prelucrare liniară se utilizează mai multe tipuri de motoare. Între acestea citäm întîi electromotoarele trifazice, cu două sau trei turaţii, cu poli comutabili, de obicei în execuţie specială, apoi electromotoarele duble, cu circuite magnetice şi electrice separate dar cu arbore comun, electromotoarele în combinaţie cu transmisii dinţate şi cuplaje electromagnetice pentru obţinerea unor trepte suplimentare, necesare regimului de prelucrare, regimului pentru mers rapid (cu v_R) şi regimul de poziţionare cu viteză lentă v_p.

Cuplajele electromagnetice trebuind să execute comutarea vitezei cu o durată tranzitorie minimă [2], se recurge la forţarea regimului de cuplare cu o tensiune foarte mare (U_f), un timp foarte scurt şi apoi se revine la tensiunea nominală U_n, prin scheme speciale realizate cu transistoare [3]. Un exemplu de astfel de schemă este dat în figura 2. Transistorul T_3,

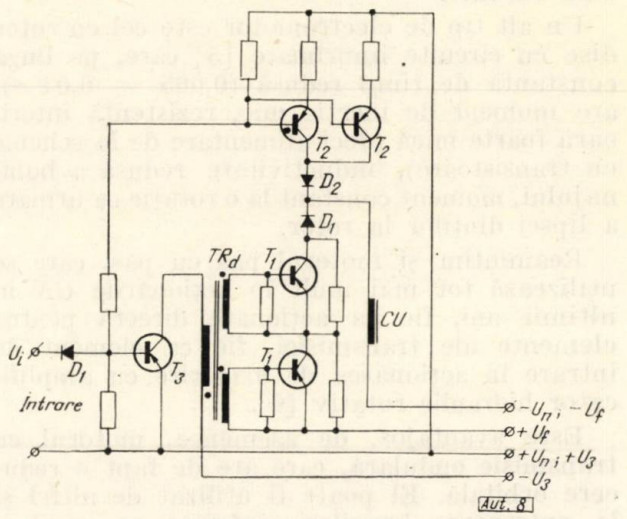


Fig. 2. Schemă pentru forţarea regimului de cuplare : TR_d – transformator diferenţial ; D_1, D_2 – diode de separaţie ; CU – bobina cuplajului comandat.

transformatorul TR_d, transistoarele T_1 şi dioda D_1 aparţin la tensiunea mare, iar transistoarele T_2 şi dioda D_2, la tensiunea nominală.

Impulsul de comandă, respectiv tensiunea „la intrare" U_i', trebuie să aibă o durată a părţii frontale de maximum 1 — 1,5 ms, pentru ca după amplificare cu T_3 şi derivare cu TR_d să comuteze transistoarele T_1. La apariţia tensiunii de comandă U_i, comutîndu-se T_1, se alimentează întîi prin D_1 bobina cuplajului CU de la tensiunea de forţare (de exemplu $U_f = 60$ V), curentul depăşeşte rapid valoarea nominală (în circa 3 — 4 ms) atingînd amplitudini de aproximativ 1,5 ori mai mari, şi anume în timpul scurt necesar creşterii fluxului. Apoi tensiunea obţinută prin derivare scade, se deschide dioda D_2 şi se face alimentarea de la U_n (de exemplu $U_n = 15$ V), iar D_1 se închide deoarece $U_f - \Sigma U_{T1} < U_n$ (ΣU_{T1} — căderea de tensiune pe transistoarele T_1 în regim de tăiere). Se menţine astfel curentul nominal. La decuplare, curentul în bobinajul CU dispare în circa 4 ms.

Pentru acţionările continui, la sistemele punct cu punct sau de conturare se utilizează electromotoare de curent continuu şi hidromotoare.

Electromotoarele de curent continuu pentru viteze de poziţionare mici prezintă ca dezavantaje : viteze unghiulare neuniforme, ventilaţie necorespunzătoare sau ventilator cu motor separat. La acestea se adaugă dezavantajul momentului de inerţie mare.

Ca urmare, la acţionările de *CN* în ultimul timp se utilizează noi construcţii specializate de electromotoare de curent continuu, cu rotor fără ancoşe rotorice, cu bobinele lipite [4], cu constantă de timp mai redusă şi care permite obţinerea unor caracteristici de sarcină ridicate.

Un alt tip de electromotor este cel cu rotor disc cu circuite imprimate [5] care, pe lîngă constantă de timp redusă (0,005 — 0,04 s), are moment de inerţie mic, rezistenţă interioară foarte mică (deci alimentare de la scheme cu transistoare), inductivitate redusă a bobinajului, moment constant la o rotaţie ca urmare a lipsei dinţilor la rotor.

Reamintim şi motorul pas cu pas, care se utilizează tot mai mult în acţionările *CN* în ultimii ani, fie ca acţionare directă pentru elemente ale transmisiei, fie ca element de intrare în acţionarea de urmărire cu amplificator hidraulic rotativ [6].

Este avantajos, de asemenea, motorul cu transmisie ondulară, care are de fapt o reducere orbitală. El poate fi utilizat de altfel şi la antrenarea benzilor perforate ca sursă a mişcării periodice, în montajul aşa-numit „start-stop".

Între construcţiile de acţionări cu motor pas cu pas se găseşte şi aceea cu amplificator mecanic de moment (fig. 3). Şurubul conducător *SC* este antrenat de către hidromotorul rotativ *HMR* şi frînat de transmisia melcată *TM*, al cărei melc este antrenat de motorul

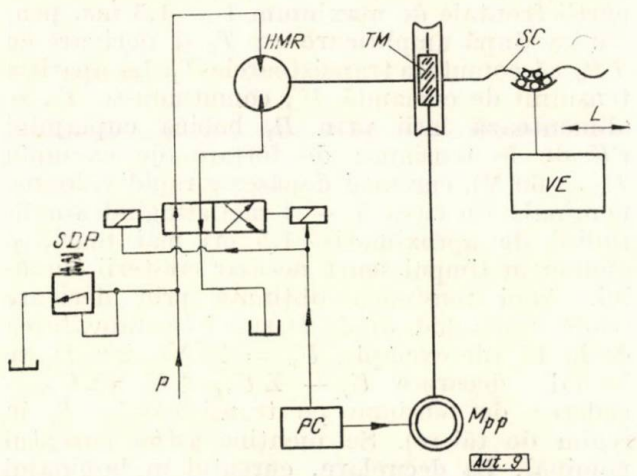


Fig. 3. Schemă de acţionare prin motor pas cu pas şi amplificator mecanic:

Mpp — motor pas cu pas; *TM* — transmisie melcată; *HMR* — hidromotor rotativ; *P* — de la pompă; *PC* — panou de comandă; *SDP* — supapă de descărcare a presiunii; *VE* — verigă executantă a maşinii (sanie, masă); *SC* — şurub conducător.

pas cu pas M_{pp}. Momentul de autofrînare al lui *TM* este mai mare decît cel necesar pentru rotirea şurubului *SC* şi totodată mai mare decît al hidromotorului *HMR*. Ca urmare şurubul *SC* se roteşte numai cînd se roteşte melcul de către motorul pas cu pas M_{pp}. Cînd se inversează M_{pp}, trebuie să se inverseze şi *HMR*. Construcţia, deşi simplă, este influenţată de nestabilitatea coeficientului de frecare.

La acţionarea cu amplificator hidraulic rotativ (fig. 4) sertarul *SR* al acestuia este antrenat

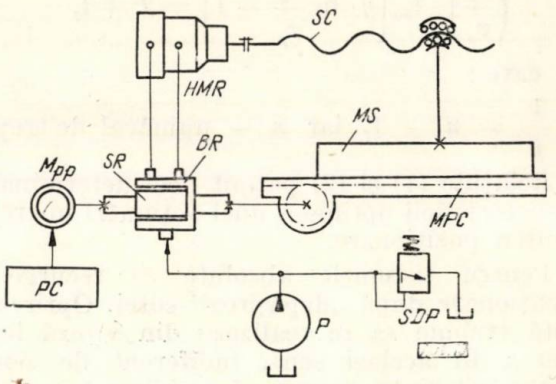


Fig. 4. Schemă de acţionare prin motor pas cu pas şi amplificator hidraulic:

Mpp — motor pas cu pas; *PC* — panou de comandă; *SR* — sertarul amplificatorului; *BR* — bucşa sertarului; *HMR* — hidromotor rotativ; *SC* — şurub conducător; *MS* — masă, sanie; *MPC* — mecanism pinion-cremalieră; *SDP* — supapă de descărcare a presiunii; *P* — pompă.

de motorul pas cu pas M_{pp}, comandat de la panoul *PC*. Hidromotorul *HMR* prin şurubul conducător *SC* antrenează masa sau sania *MS*, a cărei reacţie se transmite, prin mecanismul pinion-cremalieră *MPC*, la bucşa sertăraşului *BR* a amplificatorului.

Soluţia elimină influenţa impreciziei şurubului conducător, impunînd ca mecanismul pinion-cremalieră *MPC* să menţină precizia, ceea ce este uşor, deoarece acesta practic nu transmite putere.

O mare răspîndire în acţionările *MU* cu *CN* capătă şi hidromotoarele, îndeosebi cele rotative. Cu acestea se realizează durate tranzitorii mai reduse decît cu cele electrice, la restul parametrilor egali.

În ultimii ani au apărut hidromotoarele orbitale [7], care la gabarite mai mici au momente mult mai mari şi turaţii foarte joase, funcţionînd stabil chiar la 8 — 10 rot/min pînă la circa 600 — 800 rot/min, deci cu intervale de reglare corespunzătoare. Momentul motor, pentru presiuni de 60 kgf/cm², poate fi de la 3 kgfm pînă la circa 20 kgfm, ceea ce elimină orice reductor, chiar la maşinile grele.

Caracteristicile menţionate se realizează datorită principiului rotorului cu rostogolire orbitală (fig. 5). În statorul *ST* cu şapte dinţi interiori se rostogoleşte rotorul *RT*, de formă stelată, cu şase dinţi, avînd profil rezultat din această rostogolire. Suprafeţele lor sînt cilindrice drepte. Fiecare dinte al rotorului, în orice moment în contact teoretic liniar cu statorul, formează şapte camere (1, 2...7) — închise frontal de către discul de etanşare cu canale de distribuţie *DED* şi de către capacul

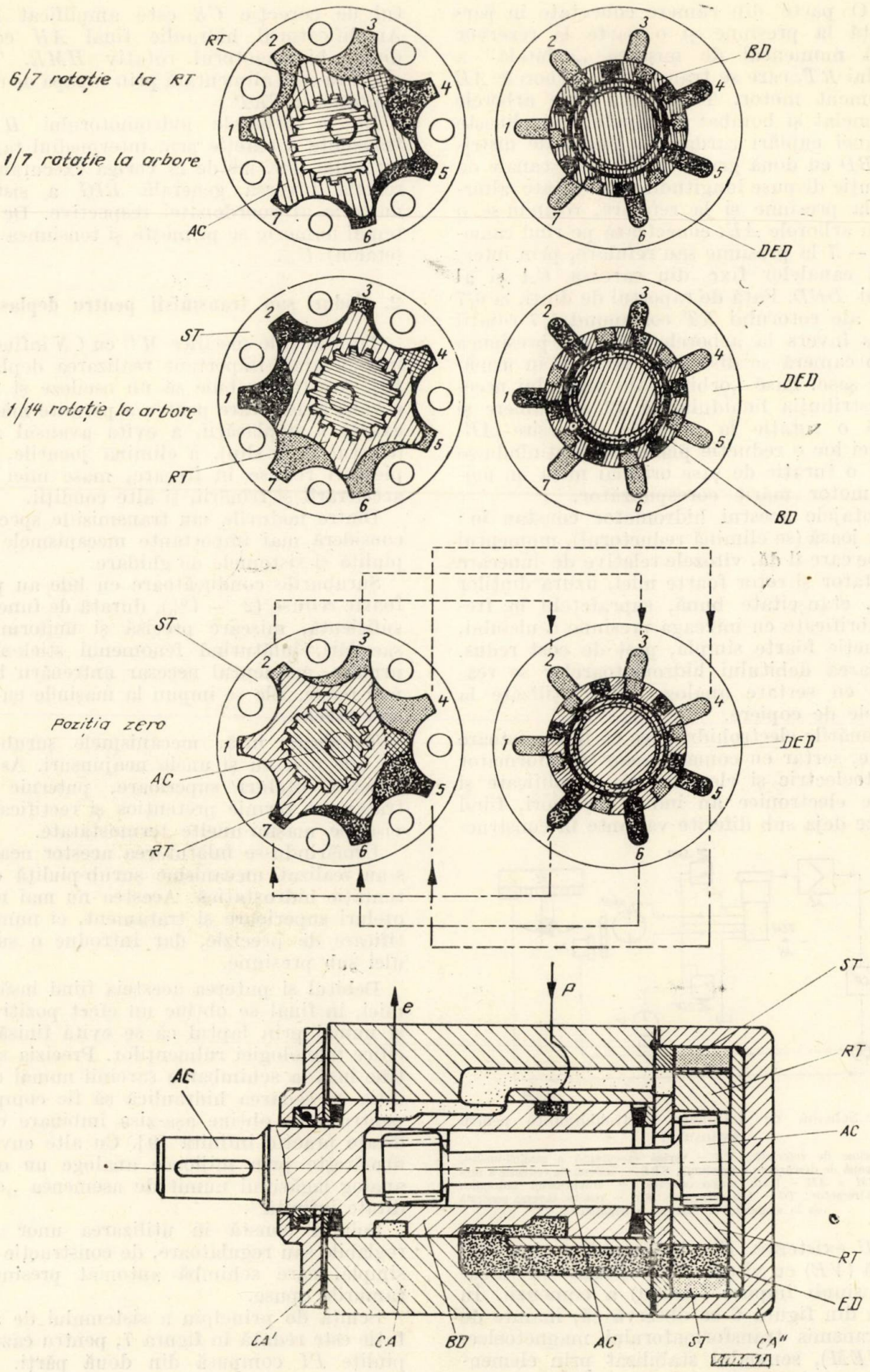


Fig. 5. Principiul hidromotorului orbital.

CA''. O parte din camere conectate în permanenţă la presiune şi o parte la rezervor creează momentul de mişcare „orbitală" a rotorului *RT*, care se transmite la arborele *AE* ca moment motor. Transmisia prin arborele *AC*, canelat şi bombat la capete, îndeplineşte rolul unei cuplări cardanice. Bucşa de distribuţie *BD* cu două grupe a cîte şase canale de distribuţie dispuse longitudinal şi legate alternativ la presiune şi la refulare, rotindu-se o dată cu arborele *AE*, conectează pe rînd camerele 1 — 7 la presiune sau refulare, prin intermediul canalelor fixe din carcasa *CA* şi al discului *DED*. Faţă de raportul de dinţi, la 6/7 rotaţii ale rotorului *RT* corespund 1/7 rotaţii în sens invers la arborele *AC*, iar presiunea dintr-o cameră se distribuie pe rînd în următoarele şase. Şase „orbite" ale rotorului necesită distribuţia lichidului în 42 de camere şi asigură o rotaţie la arborele de ieşire *AE*. Are deci loc o reducţie planetară, obţinîndu-se pentru o turaţie de şase ori mai mică un moment motor mărit corespunzător.

Avantajele acestui hidromotor constau în : turaţia joasă (se elimină reductorul), momentul mare pe care îl dă, vitezele relative de lunecare între stator şi rotor foarte mici, uzura dinţilor redusă, etanşeitate bună, suprafeţele în frecare lubrificate cu întreaga presiune a uleiului, construcţie foarte simplă, preţ de cost redus.

Reglarea debitului hidromotoarelor se realizează cu sertare analoge celor utilizate la sistemele de copiere.

Acţionările electrohidraulice cu hidromotoare rotative, sertar cu comandă sau transformator magnetoelectric şi elemente de amplificare şi corecţie electronice au indici superiori, fiind utilizate deja sub diferite variante în construc-

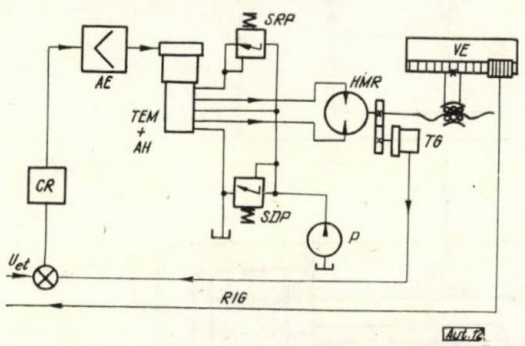


Fig. 6. Schemă de acţionare electrohidraulică pentru avansuri :

U_{et} — tensiune de referinţă; *VE* — verigă executantă a maşinii-unelte; *SDP* — supapă de descărcare a presiunii; *SRP* — supapă de reducţie a presiunii; *TEM* + *AH* — trafo magnetoelectric + amplificator hidraulic; *HMR* — hidromotor; *TG* — tahogenerator; *RIG* — reacţie inversă generală (de la elementul de măsură a deplasării).

ţia *MU* existente. Ele deplasează veriga executantă (*VE*) cu viteze proporţionale cu valoarea tensiunii impuse (etalon) a comenzii. În schema din figura 6 se observă că, înainte de a fi transmis transformatorului magnetoelectric (*TEM*), semnalul stabilizat prin elementul de corecţie *CR* este amplificat în *AE*. Amplificatorul hidraulic final *AH* comandă direct hidromotorul rotativ *HMR*. Treapta primară este alimentată prin supapa de reducţie a presiunii *SRP*

De la arborele hidromotorului *HMR* se transmite o reacţie prin intermediul tahogeneratorului *TG*, iar de la veriga executantă *VE*, reacţia inversă generală *RIG* a sistemului numeric al coordonatei respective. De la sistemul numeric se primeşte şi tensiunea impusă (etalon) U_{et}.

2. Noduri sau transmisii pentru deplasări

Transmisiile specifice *MU* cu *CN* influenţează într-un grad important realizarea deplasărilor [8]. Acestea trebuie să nu oscileze şi să aibă o bună amortizare pentru a permite măsurarea exactă a deplasării, a evita avansul sacadat (efectul stick-slip), a elimina jocurile, a avea pierderi reduse în frecare, mase mici supuse acceleării şi frînării, şi alte condiţii.

Dintre nodurile sau transmisiile specifice se consideră mai importante mecanismele şurub-piuliţă şi sistemele de ghidare.

Şuruburile conducătoare cu bile au pierderi foarte reduse (2 — 4%), durată de funcţionare suficientă, mişcare precisă şi uniformă, fără sacadări, înlăturînd fenomenul stick-slip. Ca urmare, momentul necesar antrenării lor este mai redus. Ele se impun la maşinile cu deplasări precise.

Totodată, însă, mecanismele şurub-piuliţă cu bile mai au şi unele neajunsuri. Astfel ele necesită oţeluri superioare, puternic aliate, tratament termic pretenţios şi rectificare precisă pe maşini-unelte termostatate.

Urmărindu-se înlăturarea acestor neajunsuri s-au realizat mecanisme şurub-piuliţă cu sustentaţie hidrostatică. Acestea nu mai necesită oţeluri superioare şi tratament, ci numai rectificare de precizie, dar introduc o sursă de ulei sub presiune.

Debitul şi puterea acesteia fiind însă foarte mici, în final se obţine un efect pozitiv chiar şi numai prin faptul că se evită finisări specifice tehnologiei rulmenţilor. Precizia se menţine însă la schimbarea sarcinii numai cu condiţia ca cedarea hidraulică să fie compensată pentru a se obţine aşa-zisa îmbinare cu rigiditate practic infinită [9]. Cu alte cuvinte se urmăreşte prin mijloace analoge un obiectiv analog lagărului numit de asemenea „cu rigiditate infinită".

Soluţia constă în utilizarea unor drosele reglabile sau regulatoare, de construcţie relativ simplă, care schimbă automat presiunile în ramurile opuse.

Schiţa de principiu a sistemului de sustentaţie este redată în figura 7, pentru cazul unei piuliţe *PI* compusă din două părţi. Atunci

cînd creşte forţa axială R_T, fanta de scăpare de pe flancul filetului scade pentru un moment, presiunea P_s creşte şi, deformîndu-se arcul regulatorului RS, se măreşte fanta h_s, deci P_s creşte corespunzător pentru a compensa creşterea forţei R_T. La finele acestui scurt

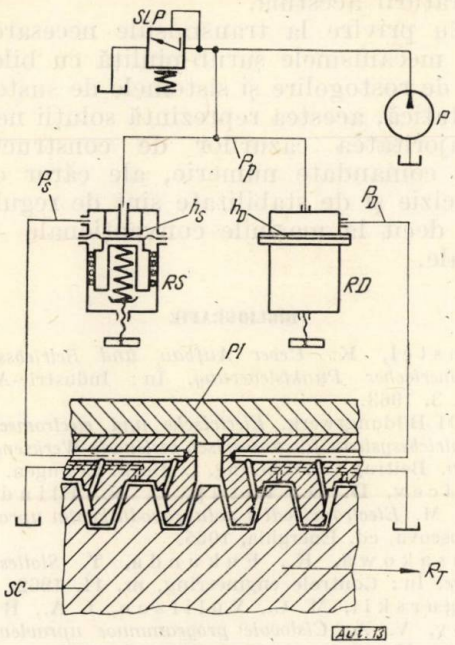


Fig. 7. Schema unui mecanism şurub-piuliţă cu sustentaţie hidrostatică :

PI – piuliţă; R_T – forţă axială; *RS*, *RD* – regulatoare de presiune; h_S, h_D – fante; *SLP* – supapă de limitare a presiunii; *SC* – şurub conducător.

proces tranzitoriu, fanta de scăpare de pe filet revine la valoarea iniţială. Fenomenele se petrec invers în regulatorul *RD*.

Menţinerea constantă a fantei este asigurată [10], de exemplu, în intervalul 0,15 — 0,5 mm, în care h_s are valoarea :

$$h_s \approx C_1 \frac{p_s}{p_p} \text{ şi respectiv } h_D \approx C_2 \frac{p_D}{p_p}, \quad (3)$$

unde C_1 şi C_2 sînt constante.

Schema din figura 7 are tocmai aceste posibilităţi, dacă membranele regulatoarelor *RS* şi *RD* au rigiditate practic nulă, iar arcurile, rigiditate practic constantă.

Mecanismul şurub-piuliţă cu sustentaţie hidrostatică necesită încă perioade de verificare, mai ales a preciziei de conducere la sarcini variabile, dar el are oricum perspectiva unei largi aplicări în *MU* cu *CN*.

Sistemele de ghidare care satisfac în mod apreciabil condiţiile amintite mai sus sînt cele cu frecare de rostogolire şi cu frecare lichidă mai precis cu sustentaţie hidrostatică.

Ghidajele cu rostogolire sînt preferabile la maşinile mijlocii şi mici, la care utilizarea lor atrage atenţia. Calităţile şi dezavantajele ghidajelor cu rostogolire sînt analoge celor ale mecanismului şurub-piuliţă cu bile. Faţetele din oţeluri aliate, rectificate fin, impun chiar complicaţii suplimentare, mai ales pentru piese corpolente (batiuri) mari. De aceea în ultimii ani se fac cercetări intense în scopul introducerii mai largi a sustentaţiei hidrostatice la sistemele de ghidare.

Pentru realizarea sustentaţiei hidrostatice este important să se reproducă variaţia presiunii în lungul faţetei, cel mai simplu în trepte. Trebuie deci mai multe buzunare alimentate separat, cu presiuni distincte, ceea ce nu este necesar de exemplu la şuruburi conducătoare. Se recurge în acest scop la surse separate sau la supape de reducţie cu presiunea de ieşire constantă. Există în funcţiune, cu rezultate foarte bune, sisteme din ambele tipuri. Totodată se caută şi noi soluţii. Alegerea cea mai convenabilă se poate face numai în funcţie de situaţia concretă.

În figura 8 este redată schema de principiu simplificată a sistemului de sustentaţie hidro-

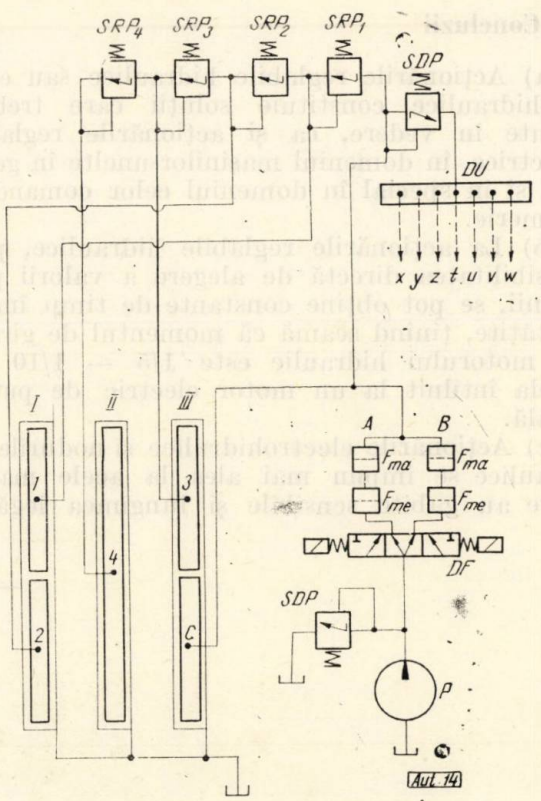


Fig. 8. Exemplu de schemă de principiu a unui sistem de sustentaţie hidrostatică de la o maşină de alezat şi frezat :

I, II, III – ghidaje; 1, 2, 3, 4 – puncte de presiune; *SDP* – supapă descărcare presiune; *x, y...w* – ungere prin picurare; *DU* – distribuitor ungere; SRP_1... SRP_4 – supape reducţie; *DF* – distribuitor filtre; F_{ma}, F_{me} – filtre; *P* – pompă.

statică a unei maşini mari de frezat şi alezat orizontal.

Pe faţetele ghidajelor *I* şi *III* este realizată variaţia presiunii numai din două trepte : 1 şi 2, respectiv 3 şi *C*, ultima fiind presiunea

maximă dată de supapa de descărcare a presiunii *SDP*. Supapele de reducţie $SRP_1 - SRP_4$ dau presiuni respectiv mai mici.

Pentru buna funcţionare, uleiul trebuie filtrat îngrijit, cu două baterii de filtre : *A* şi *B*, avînd fiecare un filtru mecanic F_{me} şi magnetic F_{ma}. Un distribuitor al filtrelor *DF* poate scoate fiecare baterie din circuit în vederea curăţării filtrelor.

Scurgerea de la supapa *SDP* serveşte la ungerea prin picurare în punctele *x*, *y*,...,*w*, prin intermediul distribuitorului de ungere *DU*.

Sistemele de ghidare cu rostogolire şi sustentaţie hidrostatică au şi avantajul micşorării puterii de antrenare a subansamblului, mai ales la cursele rapide şi la maşini mari. De exemplu, introducerea sistemului de sustentaţie hidrostatică cu schema redată în figura 8 a redus puterea pentru mers rapid de la circa 7 kW la aproximativ 1 kW. Acest avantaj este important pentru construcţia acţionărilor maşinilor cu *CN*.

3. Concluzii

a) Acţionările reglabile hidraulice sau electrohidraulice constituie soluţii care trebuie avute în vedere, ca şi acţionările reglabile electrice, în domeniul maşinilor-unelte în general şi în special în domeniul celor comandate numeric.

b) La acţionările reglabile hidraulice, prin posibilitatea directă de alegere a valorii presiunii, se pot obţine constante de timp îmbunătăţite, ţinînd seamă că momentul de giraţie al motorului hidraulic este 1/5 — 1/10 din acela întîlnit la un motor electric de putere egală.

c) Acţionările electrohidrulice şi nodurile hidraulice se impun mai ales la acele maşini care au gabite sensibile şi lungimea legăturilor hidraulice creşte, regimurile de lucru fiind mai grele.

d) Un dezavantaj al tuturor comenzilor şi acţionărilor hidraulice este dependenţa de temperatură a viscozităţii uleiului, fapt pentru care la instalaţii mai mari se practică reglarea temperaturii acestuia.

e) Cu privire la transmisiile necesare, respectiv mecanismele şurub-piuliţă cu bile, ghidajele de rostogolire şi sistemele de sustentaţie hidrostatică, acestea reprezintă soluţii necesare în majoritatea cazurilor de construcţii de maşini comandate numeric, ale căror cerinţe de precizie şi de stabilitate sînt de regulă mai severe decît la maşinile convenţionale — tradiţionale.

BIBLIOGRAFIE

[1] Justel, K. *Ueber Aufbau und Betriebssicherheit numerischer Punktsteuerung.* În: Industrie-Anzeiger, nr. 3, 1963.

[2] VDI Bildungswerk. *Electrische und electromechanische Antriebssysteme für numerisch gesteuerte Werkzeugmaschinen.* Beitrag von dipl. ing. L. Bock, Erlangen.

[3] Ilicev, D. D., Tatup, O. N., Flindlider, G. M. *Electroprivodi s poluprovodnikovim upravleniem.* Moscova, ed. Energhia, 1965.

[4] Iasakowa, K., Fukunda, T. *Slotless armature.* În: Controle engineering, nr. 11, 1962.

[5] Agurskii, M. C., Vulifson, I. A., Ratmirov, V. A. *Cislovoie programmnoe upravlenie stankami.* Moscova, ed. Maşinostroenie, 1966.

[6] Ratmirov, V. A., Ivobotenko, B. A. *Sagovie dvigateli dlea sistem avtomaticescovo upravlenia.* Moscova, ed. Gosenergoizdat, 1962.

[7] *Moderne Kraftübertragung — Hidraulische Orbit Motoren.* Danfoss. Danemarca.

[8] VDI — Bildungswerk. *Grundzüge des Aufbaues von Werkzeugmaschinen und Steuerungen mit numerischer Dateneingabe.* Beitrag von dr. ing. W. Simon, Darmstadt.

[9] Masso Galbarini. *Lezioni di macchine per la lavorozione dei metalli.* Politecnico di Milano, Ufficio dispense, 1963.

[10] Levit, G. A., Lurie, B. G. *Rasciot ghidrostaticeskih nezamknutih napravleaiuşcih.* În: Stanki i instrument, nr. 10, 1963.

Dr. ing. N.N. NECULA

O metodă de minimizare a structurilor în două nivele ŞI-SAU de scheme combinaţionale cu mai multe ieşiri

Problema minimizării structurii schemelor combinaţionale apare sau ca o etapă a sintezei structurale a automatelor finite (sinteza circuitelor de intrare şi de ieşire ale automatului finit) sau ca o problemă independentă, atunci cînd se efectuează sinteza unor automate finite fără memorie, ca de exemplu : transformatoare de cod, matrice pentru efectuarea operaţiilor aritmetice între două sau mai multe cifre reprezentate într-un cod binar, generatoare discrete de funcţii codificate binar etc. De fapt, toate schemele combinaţionale pot fi considerate transformatoare de cod, deoarece ele transformă în mod univoc codul semnalelor aplicate la intrări în codul semnalelor la ieşiri.

Sinteza schemelor combinaţionale este condiţionată de tipul structurii pe care dorim să o obţinem, de elementele de comutaţie cu care intenţionăm să realizăm schema şi de criteriul stabilit pentru alegerea schemei optime.

Structurile cele mai folosite în practică, pînă în prezent sînt :

1. scheme în două (sau mai multe) nivele ŞI-SAU ;
2. scheme în două (sau mai multe) nivele NICI.

Aceste tipuri de structuri sînt realizabile numai în cazul folosirii unor elemente de comutaţie cu conducţie unidirecţională (aşa cum sînt circuitele logice convenţionale). În cazul folosirii elementelor de comutaţie cu conducţie bidirecţională (contacte sau criotroni), structurile sînt de tip serie-paralel sau cu punţi.

Criteriul de optim al schemei sintetizate este :

a) valoarea minimă a numărului de circuite logice necesare ;

b) valoarea minimă a numărului total de intrări în toate circuitele logice necesare.

Criteriul b) este echivalent cu numărul minim de diode în cazul schemelor de tip 1, realizate cu circuite logice cu diode.

Sinteza schemelor de tip 1 constă în minimizarea corelată a unei mulţimi de m funcţii booleene asociate ieşirilor schemei (m este numărul ieşirilor). Prin aceasta se obţine o structură în două nivele ŞI-SAU cu un număr minim de circuite logice (deci schema este optimă, conform criteriului a). Trecerea la o schemă în mai multe nivele ŞI-SAU poate fi efectuată prin factorizarea termenilor din formula de structură obţinută [1] şi în acest mod se poate asigura o reducere suplimentară a numărului total de intrări (deci o optimizare parţială, conform criteriului b). Deoarece problema factorizării optime nu are, pînă în prezent, o rezolvare satisfăcătoare pentru necesităţi practice, nu este posibil să se garanteze că o schemă este optimă conform criteriului b) şi, de aceea, acest criteriu este mai puţin folosit. În plus, schemele în două nivele sînt preferate la frecvenţe foarte mari de funcţionare, deoarece asigură o întîrziere minimă a semnalului în schemă.

Sinteza schemelor de tipul 2 este echivalentă cu sinteza schemelor de tipul 1 şi, de aceea, nu necesită o tratare separată.

Pentru a realiza o minimizare corelată a unei mulţimi de funcţii booleene au fost elaborate mai multe metode, care pot fi încadrate în următoarele două tipuri :

— Metode bazate pe minimizarea formulei de structură a schemei combinaţionale. Formula de structură a unei scheme combinaţionale este o funcţie booleană de $(m+n)$ variabile, unde m este numărul de ieşiri, iar n — numărul de intrări [1], [7]. Metoda descrisă în [7] defineşte formula de structură şi o minimizează într-o algebră shefferiană. Metodele de acest tip sînt destul de greoaie din cauza dificultăţilor legate de minimizarea funcţiilor booleene cu un număr foarte mare de variabile.

— Metode bazate pe minimizarea unei mulţimi de funcţii booleene reprezentative, asociate schemei combinaţionale. Cele mai multe metode de sinteză a schemelor combinaţionale cu mai multe ieşiri [2] — [6] recurg în mod direct sau indirect la o mulţime de $2^m - 1$ funcţii booleene, reprezentative pentru schemă, pe care le minimizează independent, folosind diferite metode de minimizare şi interpretînd în diferite moduri rezultatele obţinute.

Mulţimea funcţiilor booleene reprezentative este, în general, mulţimea tuturor funcţiilor boolene asociate ieşirilor, împreună cu toate conjuncţiile posibile a cîte 2, 3,...,m din aceste funcţii [2] (această mulţime conţine $2^m - 1$ funcţii booleene). Minimizînd o conjuncţie de q funcţii, se obţin implicanţi primi comuni pentru cele q ieşiri corespunzătoare funcţiilor considerate. Celelalte metode citate [3][4][5] nu recurg în mod explicit la mulţimea celor $2^m - 1$ funcţii booleene, astfel definite, însă ele sînt echivalente cu minimizarea unei asemenea mulţimi de funcţii booleene. Dezavantajul principal al acestor metode constă în faptul că duc la obţinerea unui număr foarte mare de implicanţi primi, ceea ce complică mult determinarea soluţiei optime din tabela implicanţilor primi.

În [6] Didenko defineşte într-un mod nou o mulţime de 2^m-1 funcţii booleene reprezentative pentru o schemă combinaţională cu mai multe ieşiri. Pentru aceasta, el consideră mulţimea de 2^m-1 funcţii booleene de mai sus şi compară conjuncţiile de q funcţii (pentru $q = 1, 2,..., m-1$) cu conjuncţiile de $q+1$ funcţii. Interpretînd aceste comparaţii conform unor tabele date în [6], se stabilesc noile 2^m-1 funcţii booleene reprezentative. Avantajul acestor noi funcţii constă în faptul că ele au mulţi implicanţi primi esenţiali, ceea ce simplifică foarte mult determinarea soluţiei din tabela implicanţilor primi. Didenko nu foloseşte însă această tabelă, ci determină direct implicanţii primi esenţiali, folosind o metodă originală. Această metodă este destul de greoaie în practică şi mult mai dificil de aplicat manual (atunci cînd m şi n nu au valori mari) decît în cazul folosirii diagramelor Karnaugh. În plus, modul de determinare a funcţiilor reprezentative este foarte complicat.

În acest articol se prezintă o nouă metodă de minimizare corelată a unei mulţimi de funcţii booleene (deci, de minimizare a structurilor în două nivele ŞI-SAU de scheme combinaţionale cu mai multe ieşiri) care înlătură dezavantajele metodei Didenko şi care poate fi aplicată manual, în mod simplu, pentru orice problemă cu $n \leqslant 5$ şi $m \leqslant 4$. Pentru problemele cu valori mai mari ale lui m şi n, metoda poate fi aplicată automat, folosind calculatoarele numerice universale [9], [10].

Funcţiile booleene reprezentative ale unei scheme combinaţionale

Condiţiile de funcţionare ale unei scheme combinaţionale cu mai multe ieşiri sînt date, în general, sub forma unei tabele de combinaţii :

$$\{\tilde{\xi}_i,\ \tilde{\zeta}_i\}_{i\in N}, \tag{1}$$

unde :

$N = \{0, 1, 2...2^n - 1\}$;

$\tilde{\xi}_i = \xi_{in}\ \xi_{i(n-1)} \cdots \xi_{i2}\ \xi_{i1}$ — combinaţia numărul i de valori ale semnalelor aplicate intrărilor (care poate fi interpretată ca un cod binar de n biţi);

$$\xi_{ik} = x_k(\tilde{\xi}_i),\ \xi_{ik} \in \{0, 1\}, \tag{2}$$

x_k fiind variabila bivalentă asociată semnalului la intrarea k;

$\tilde{\zeta}_i = \zeta_{im}\ \zeta_{i(m-1)} \cdots \zeta_{i2}\ \zeta_{i1}$ — combinaţia de valori ale semnalelor la ieşiri, corespunzătoare combinaţiei $\tilde{\xi}_i$ (care poate fi interpetată, în general, ca un cod ternar de m biţi);

$$\zeta_{ik} = z_k(\tilde{\xi}_i),\ \xi_{ik} \in \{0, 1, \times\}, \tag{3}$$

$\times$ reprezintă valoarea nedeterminată;

z_k — funcţia booleană asociată semnalului la ieşirea k.

În general :

$$\xi_i = \sum_{k=1}^{n} \xi_{ik} \cdot 2^{k-1} = i, \tag{4}$$

adică numărul de ordine al unui rînd coincide cu echivalentul zecimal al combinaţiei valorilor din acel rînd ale semnalelor la intrări. Prin urmare $\xi_{in}\ \xi_{i(n-1)} \ldots \xi_{i2}\ \xi_{i1}$ reprezintă, de obicei, scrierea binară a numărului i.

Codul ternar $\tilde{\zeta}_i$ poate fi reprezentat prin două coduri binare : $\tilde{\zeta}'_i$ şi $\tilde{\zeta}''_i$, folosind următoarea codificare binară a elementelor ternare 0, 1, $\times$:

ζ_{ik}	ζ'_{ik}	ζ''_{ik}
0	0	0
1	1	1
$\times$	0	1

(5)

În acest mod, tabela de combinaţii poate fi transformată în :

$$\{\tilde{\xi}_i,\ \tilde{\zeta}'_i,\ \tilde{\zeta}''_i\}_{i\in N} \tag{6}$$

sau în :

$$\{\xi_i,\ \zeta'_i,\ \zeta''_i\}_{i\in N} \equiv \{i,\ \zeta'_i,\ \zeta''_i\}_{i\in N}, \tag{6'}$$

unde :

ξ_i, ζ'_i şi ζ''_i sînt echivalenţii zecimali ai combinaţiilor respective :

$$\zeta'_i = \sum_{k=1}^{m} \zeta'_{ik} \cdot 2^{k-1} \text{ şi } \zeta''_i = \sum_{k=1}^{m} \zeta''_{ik} \cdot 2^{k-1}. \tag{6''}$$

Exemplu. Considerăm o schemă combinaţională cu $n = 4$ şi $m = 3$. Condiţiile de funcţionare ale acestei scheme sînt date în tabela de combinaţii din figura 1 [7], [8].

În figura 2 se arată modul de obţinere a reprezentării prescurtate a acestei tabele de combinaţii.

Definiţie. Vom numi funcţii reprezentative ale unei scheme combinaţionale cu mai multe ieşiri mulţimea funcţiilor F_j pentru care :

$j \in$ mulţimea valorilor distincte şi nenule ζ'_i;

$$F_j(\tilde{\xi}_i) = \begin{cases} 1 \text{ dacă } j = \zeta'_i \\ \times \text{ dacă } \tilde{j} \subseteq \tilde{\zeta}''_i \text{ şi } j \neq \zeta'_i \\ 0 \text{ dacă } \tilde{j} \not\subset \tilde{\zeta}''_i \end{cases} \tag{7}$$

Prin $\tilde{j}$ s-a notat reprezentarea sub formă de cod binar a numărului j, iar relaţiile de incluziune sînt cele referitoare la coduri (sau la mulţimi). De exemplu : $\tilde{3} \subset \tilde{7}$, deoarece $011 \subset 111$ şi $\tilde{5} \not\subset \tilde{6}$, deoarece $101 \not\subset 110$.

Prin urmare, pentru obţinerea funcţiilor reprezentative, se efectuează două operaţii :

— se aleg toate valorile distincte şi nenule din mulţimea valorilor ζ'_i; aceste valori constituie indicii j ai funcţiilor reprezentative şi

deci numărul funcţiilor reprezentative este egal cu numărul valorilor alese ;

— se determină, pentru fiecare indice, valorile luate de funcţia reprezentativă respectivă folosind relaţiile (7).

i	$\tilde{\xi}_i$				$\tilde{\zeta}_i$		
	x_4	x_3	x_2	x_1	z_3	z_2	z_1
0	0	0	0	0	0	0	0
1	0	0	0	1	1	0	1
2	0	0	1	0	0	1	1
3	0	0	1	1	1	1	0
4	0	1	0	0	0	0	0
5	0	1	0	1	*	*	*
6	0	1	1	0	1	1	0
7	0	1	1	1	1	1	1
8	1	0	0	0	*	*	0
9	1	0	0	1	1	0	1
10	1	0	1	0	1	1	1
11	1	0	1	1	0	0	0
12	1	1	0	0	1	1	0
13	1	1	0	1	0	0	1
14	1	1	1	0	1	*	1
15	1	1	1	1	1	1	1

Aut. 15

Fig. 1. Tabela de combinaţii a unei scheme combinaţionale cu mai multe ieşiri.

În figura 3 sînt date funcţiile reprezentative ale schemei combinaţionale din exemplul considerat.

i	$\tilde{\zeta}_i'$			$\tilde{\zeta}_i''$			ζ_i'	ζ_i''
0	0	0	0	0	0	0	0	0
1	1	0	1	1	0	1	5	5
2	0	1	1	0	1	1	3	3
3	1	1	0	1	1	0	6	6
4	0	0	0	0	0	0	0	0
5	0	0	0	1	1	1	0	7
6	1	1	0	1	1	0	6	6
7	1	1	1	1	1	1	7	7
8	0	0	0	1	1	0	0	6
9	1	0	1	1	0	1	5	5
10	1	1	1	1	1	1	7	7
11	0	0	0	0	0	0	0	0
12	1	1	0	1	1	0	6	6
13	0	0	1	0	0	1	1	1
14	1	0	1	1	1	1	5	7
15	1	1	1	1	1	1	7	7

Aut. 16

Fig. 2. Obţinerea reprezentării prescurtate a tabelei de combinaţii.

Mulţimea funcţiilor reprezentative, definite conform relaţiei (7), descrie complet condiţiile definite de funcţionare ale schemei date. Acest lucru poate fi arătat astfel :

a) Mulţimea valorilor ζ_i' conţine toate condiţiile definite de funcţionare ale schemei, deoarece, conform relaţiei (5), $\zeta_{ik}' = \zeta_{ik}$, atunci cînd $\zeta_{ik} \neq *$, şi $\zeta_{ik}' = 0$, atunci cînd $\zeta_{ik} = *$.

b) Funcţia F_j ia, conform definiţiei, valoarea 1 pentru toate combinaţiile de valori $\tilde{\xi}_i$ la care $\zeta_i' = j$ sau $\tilde{\zeta}_i' = \tilde{j}$ (adică pentru toate combinaţiile $\tilde{\xi}_i$ la care combinaţia de valori definite ale semnalelor la ieşiri devine identică cu reprezentarea binară a numărului j). De exemplu : F_5 din figura 3 ia valoarea 1 pentru combinaţiile 1, 9 şi 14, la care combinaţia de valori ale semnalelor la ieşiri este, aşa cum rezultă din figura 1, 101 sau $1 * 1$, deci combinaţia de valori definite ale semnalelor la ieşiri este $10 \leftrightarrow 15$. Astfel, funcţia F_5 descrie o substructură (cu o ieşire), care produce la ieşire valoarea 1 pentru combinaţiile $\tilde{\xi}_i$, care trebuie

i	F_8	F_3	F_6	F_7	F_1
0	0	0	0	0	0
1	1	0	0	0	*
2	0	1	0	0	*
3	0	0	1	0	0
4	0	0	0	0	0
5	*	*	*	*	*
6	0	0	1	0	0
7	*	*	*	1	*
8	0	0	*	0	0
9	1	0	0	0	*
10	*	*	*	1	*
11	0	0	0	0	0
12	0	0	1	0	0
13	0	0	0	0	1
14	1	*	*	*	*
15	*	*	*	1	*

Aut. 17

Fig. 3. Funcţiile reprezentative.

să genereze la ieşirile *1* şi *3* ale schemei complete simultan valoarea 1. Prin urmare, substructura descrisă de funcţia F_5 poate furniza semnalele pentru ieşirile 1 şi 3 ale schemei complete şi, deci, ea realizează condiţiile definite de funcţionare din rîndurile 1, 9 şi 14 ale tabelei de combinaţii a schemei date.

c) Deoarece mulţimea valorilor j este egală cu mulţimea valorilor distincte şi nenule ζ_i' din tabela de combinaţii, rezultă că mulţimea substructurilor descrise de toate funcţiile F_j realizează toate condiţiile definite de funcţionare ale schemei combinaţionale, date prin tabela ei de combinaţii.

Prin urmare, funcţiile reprezentative definite mai sus, sînt suficiente pentru sinteza structurii în două nivele ŞI-SAU a schemelor combinaţionale cu mai multe ieşiri.

Implicanţii primi ai unei funcţii F_j descriu circuite ŞI care furnizează semnale pentru

ieşirile reprezentate prin 1-uri în reprezentarea binară a numărului j (conform punctului b de mai sus). De exemplu : implicanţii primi ai funcţiei F_6 descriu circuite ŞI care alimentează ieşirile 2 şi 3 ale schemei (deoarece 6←→110), iar implicanţii primi ai funcţiei F_3 descriu circuite ŞI care alimentează ieşirile 1 şi 2 (deoarece 3←→011).

Funcţiile reprezentative F_j coincid cu unele din cele (2^m-1) funcţii reprezentative definite de Didenko în [6]. Avantajele definiţiei date în acest articol pentru funcţiile reprezentative, faţă de definiţia dată de Didenko, sînt următoarele :

— numărul funcţiilor F_j este, în general, mai mic decît 2^m-1 (în exemplul de mai sus s-au determinat cinci funcţii reprezentative, în loc de $2^3-1=7$), şi de aceea nu este necesar să se determine toate cele 2^m-1 funcţii posibile şi după aceea să se elimine funcţiile care nu iau nici o valoare 1 ;

— determinarea funcţiilor F_j, conform relaţiilor (7), se face direct din datele iniţiale ale problemei, într-un mod mult mai simplu decît în metoda Didenko (în care, aşa cum am amintit şi în introducere, trebuie calculate întîi toate conjuncţiile posibile între funcţiile booleene asociate ieşirilor şi, după aceea, trebuie comparate conjuncţiile de q funcţii cu conjuncţiile de $q+1$ funcţii, iar rezultatele comparaţiilor trebuie interpretate conform tabelelor date în [6].

Metoda de minimizare

Sinteza optimă a unei structuri în două nivele ŞI-SAU pentru o schemă combinaţională, ale cărei condiţii de funcţionare sînt date printr-o tabelă de combinaţii, se efectuează astfel :

1. Se notează echivalenţii zecimali ζ_i' ai combinaţiilor de valori ale semnalelor la ieşiri (obţinuţi în urma înlocuirii tuturor valorilor $\times$ prin valori 0) pe o diagramă Karnaugh cu cîmpurile numerotate prin echivalenţii zecimali ai combinaţiilor respective de valori ale variabilelor (adică ale semnalelor la intrări). Se calculează şi echivalenţii zecimali ζ_i'' (în urma înlocuirii tuturor valorilor $\times$ prin valori 1) şi se notează în cîmpurile diagramei Karnaugh, între paranteze, alături de echivalenţii zecimali ζ_i' respectivi, numai valorile ζ_i'' care diferă de ζ_i'.

2. Se alege o valoare j diferită de zero, neinclusă între paranteze, din diagrama Karnaugh, şi se determină implicanţii primi ai funcţiei F_j care are :

— valoarea 1 în toate cîmpurile în care j apare neinclus între paranteze ;

— valoarea $\times$ în toate cîmpurile în care j apare între paranteze sau în care numărul înscris între sau în afara parantezelor îl include pe j (adică reprezentarea binară a acelui număr conţine, pe lîngă toate 1-urile din reprezentarea binară a lui j, unul sau mai multe 1-uri în plus) ;

— valoarea 0 în celelalte cîmpuri.

Se asociază tuturor acestor implicanţi primi prefixul j şi se notează pentru fiecare implicant prim echivalenţii zecimali ai cîmpurilor pe care le acoperă în diagrama Karnaugh.

Observaţie. Prin practică se poate ajunge la determinarea directă a implicanţilor primi ai oricărei funcţii F_j pe diagrama Karnaugh iniţială. Dacă acest lucru pare prea dificil, se poate construi cîte o diagramă Karnaugh separată pentru fiecare funcţie F_j.

3. Se repetă punctul 2 pentru toate valorile posibile j, diferite de zero şi neincluse între paranteze.

4. Se întocmeşte tabela implicanţilor primi (numită şi tabela constituenţilor sau tabela acoperirilor) şi se determină soluţia, folosind metodele cunoscute. Prefixul fiecărui implicant prim arată pentru care funcţii z_k realizează implicantul prim considerat valorile 1, specificate prin echivalenţii zecimali ai combinaţiilor de valori ale variabilelor.

Observaţie. Din cauza modului de alegere a valorilor $\times$, atunci cînd se determină funcţiile F_j, se poate întîmpla ca, în soluţia obţinută, unele dintre conexiunile de la circuitele ŞI spre circuitele SAU să fie redundante. Eliminarea acestor redundanţe poate fi efectuată modificînd prefixele implicanţilor primi direct pe tabela implicanţilor primi (ca în aplicaţia de mai jos) sau folosind cîte o diagramă Karnaugh pentru fiecare funcţie booleană z_k. Prin aceasta se asigură reducerea numărului total de diode al schemei.

Aplicaţii

În figura 4 este dată diagrama Karnaugh stabilită pentru schema combinaţională considerată în exemplul de mai sus.

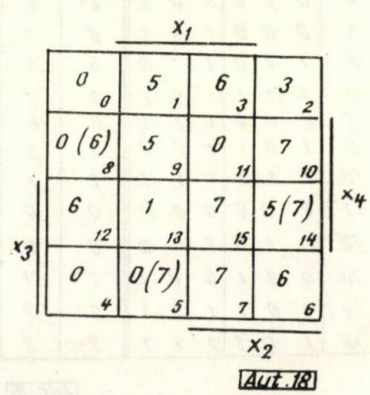


Fig. 4. Diagrama Karnaugh pentru exemplul considerat.

Diagramele Karnaugh ale celor cinci funcţii reprezentative sînt date în figura 5.

Implicanţii primi, împreună cu echivalenţii zecimali ai cîmpurilor pe care le acoperă în

diagrama Karnaugh, sînt daţi în tabela din figura 6.

Se observă că pentru F_7 au fost consideraţi numai cei doi implicanţi primi care alcătuiesc forma normală minimală a acestei funcţii. Acest lucru este posibil deoarece $j = 7$ nu

acoperă cîmpul 14). Cîmpurile rămase sînt acoperite complet de către B şi, deci, soluţia este formată din implicanţii primi: B, C, D, F, G, H şi I. Se observă că, deşi F are prefixul 5, el este necesar numai pentru realizarea unor valori 1 ale funcţiei z_1. De aceea va apărea o

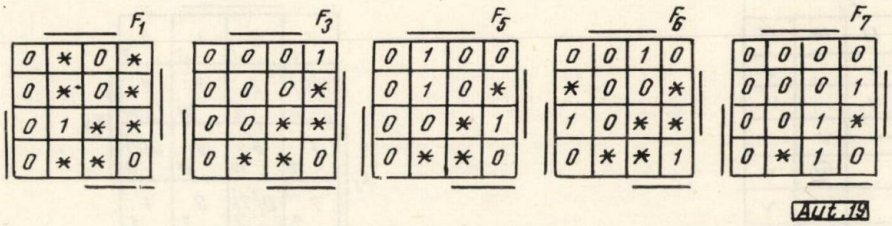


Fig. 5. Diagramele Karnaugh ale funcţiilor reprezentative.

este inclus în nici una dintre valorile j ale celorlalte funcţii reprezentative (din acest motiv, cei doi implicanţi primi suplimentari care pot apărea pentru F_7 nu sînt utili nici pentru realizarea funcţiei F_7, nici pentru realizarea vreuneia dintre celelalte funcţii reprezentative).

Tabela implicanţilor primi este arătată în figura 7. După cum se ştie, pentru fiecare ieşire se înregistrează, prin echivalenţii lor zecimali, toate combinaţiile ξ_i la care semnalul la ieşirea respectivă trebuie să fie 1 (conform tabelei de combinaţii).

Din tabela implicanţilor primi se determină următorii implicanţi primi esenţiali: C, D,

conexiune redundantă de la circuitul ŞI — $x_2x_3x_4$ spre circuitul SAU al ieşirii numărul 3. Pentru eliminarea ei vom modifica prefixul implicantului prim F de la valoarea 5 la 1 (cu alte cuvinte, suprimăm prezenţa ieşirii numărul 3 în prefixul implicantului prim F).

Soluţia obţinută este deci:

$$z_1 = x_1x_3 + \overline{x}_1x_2\overline{x}_3 + x_1\overline{x}_2\overline{x}_3 + x_2x_3x_4;$$

$$z_2 = \overline{x}_1x_4 + x_2x_3 + x_1x_2\overline{x}_4 + \overline{x}_1x_2\overline{x}_3;$$

$$z_3 = \overline{x}_1x_4 + x_2x_3 + x_1x_2\overline{x}_4 + x_1\overline{x}_2\overline{x}_3.$$

Schema necesită şapte circuite ŞI şi trei circuite SAU, iar numărul total de diode necesare este de 30.

	I. P.	E. Z.
A	$1, x_1\overline{x}_2$	1, 5, 9, 13
B	$1, x_1x_3$	5, 7, 13, 15
C	$3, \overline{x}_1x_2\overline{x}_3$	2, 10
D	$5, x_1\overline{x}_2\overline{x}_3$	1, 9
E	$5, \overline{x}_1x_2x_4$	10, 14
F	$5, x_2x_3x_4$	14, 15
G	$6, \overline{x}_1x_4$	8, 10, 12, 14
H	$6, x_2x_3$	6, 7, 14, 15
I	$6, x_1x_2\overline{x}_4$	3, 7
J	$7, x_1x_2x_3$	7, 15
K	$7, \overline{x}_1x_2x_4$	10, 14

Aut.20

Fig. 6. Implicanţii primi al funcţiior reprezentative.

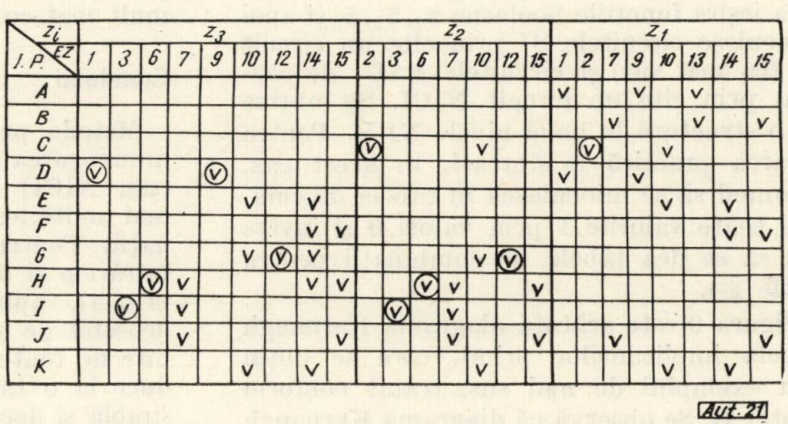


Fig. 7. Tabela implicanţilor primi.

G, H, şi I. În tabelă sînt încercuite acoperirile care determină esenţialitatea acestor implicanţi primi. Extrăgînd din tabelă toţi implicanţii primi esenţiali, se obţine tabela redusă din figura 8, în care rîndurile E şi K pot fi suprimate, deoarece sînt dominate de rîndul F (adică sînt incluse în rîndul F). În acest caz, F devine esenţial (deoarece rămîne singurul implicant prim care

Sinteza optimă a unei structuri realizate cu circuite NICI pentru schema combinaţională dată poate fi efectuată simplu alegînd schema optimă din schemele obţinute în următoarele două moduri:

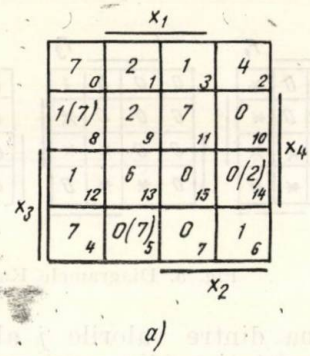
A. Se transformă schema în două nivele ŞI-SAU, obţinută, într-o schemă în trei nivele NICI, prin înlocuirea fiecărui circuit ŞI printr-un circuit NICI cu intrările complementate

faţă de intrările circuitului ŞI corespunzător şi prin înlocuirea fiecărui circuit SAU prin cîte două circuite NICI în cascadă. În acest mod se obţine o schemă formată din $7 + 2 \times 3 = 13$ circuite NICI.

z_i / I.P. / E_i	z_1 7	13	14	15
A		v		v
B	v	v		v
~~E~~			~~v~~	
F			Ⓥ	v
J	v			v
~~K~~			~~v~~	

Aut. 22

Fig. 8. Tabela redusă a implicanţilor primi.



a)

z_i / I.P. / E_i	$\bar{z}_3$ 0	2	4	11	13	$\bar{z}_2$ 0	1	4	9	11	13	$\bar{z}_1$ 0	3	4	6	8	11	12
A	$1, \bar{x}_1 \bar{x}_2$											v		v		Ⓥ		Ⓥ
B	$1, x_1 x_2 \bar{x}_3$												Ⓥ				v	
C	$1, \bar{x}_1 x_3 \bar{x}_4$													v	Ⓥ			
D	$2, \bar{x}_2 \bar{x}_3$					v	v		v									
E	$2, \bar{x}_1 \bar{x}_2$						v		v		v							
F	$4, \bar{x}_1 \bar{x}_3 \bar{x}_4$	v	Ⓥ															
G	$6, x_1 \bar{x}_2 x_3$				Ⓥ						v							
H	$7, \bar{x}_1 \bar{x}_2 \bar{x}_4$	v		Ⓥ			v		Ⓥ			v		v				
I	$7, x_1 x_2 \bar{x}_3 x_4$				Ⓥ					Ⓥ							v	

b)

Aut. 23

Fig. 9. Sinteza unei structuri în două nivele NICI:
a — diagrama Karnaugh; *b* — tabela implicanţilor primi.

B. Se efectuează sinteza optimă a unei structuri în două nivele ŞI-SAU care să realizeze la ieşire funcţiile booleene $\bar{z}_1, \bar{z}_2, \bar{z}_3$ şi apoi se înlocuiesc circuitele ŞI prin cîte un circuit NICI (ca mai sus) şi circuitele SAU, de asemenea, prin cîte un circuit NICI. Se obţine astfel o structură în două nivele NICI. Pentru efectuarea practică a sintezei, în acest caz, este comod să se înlocuiască în tabela de combinaţii toate valorile 1 prin valori 0 şi invers (adică să se dea tabela de combinaţii pentru funcţiile $\bar{z}_i$).

În figura 9 este arătată diagrama Karnaugh şi tabela implicanţilor primi, care se obţin pentru exemplul de mai sus, tratat conform variantei *B*. Se observă că diagrama Karnaugh poate fi obţinută din cea dată în figura 4 prin complementarea faţă de $(2^m - 1)$ a tuturor valorilor înscrise şi inversarea locurilor numerelor care apar perechi (complementul numărului din afara parantezei îşi schimbă locul cu complementul inclus între paranteze).

Implicanţii primi esenţiali sînt: *A*, *B*, *C*, *F*, *G*, *H* şi *I*. Aceştia realizează complet funcţiile $\bar{z}_1$ şi $\bar{z}_3$ şi parţial funcţia $\bar{z}_2$. Pentru realizarea părţii rămase a lui $\bar{z}_2$ se poate utiliza sau implicantul prim *D* sau *E*. Se obţin astfel două soluţii: *A*, *B*, *C*, *D*, *F*, *G*, *H* şi *I* sau *A*, *B*, *C*, *E*, *F*, *G*, *H* şi *I*. Ambele soluţii necesită cîte 11 circuite logice NICI (fără a socoti şi circuitele necesare pentru complementarea semnalelor de intrare) şi sînt identice cu soluţiile obţinute pentru aceeaşi problemă în [8] prin rezolvarea unei tabele a constituenţilor mult mai complicată decît cea din figura 9,*b*.

Concluzii

Metoda prezentată în acest articol permite minimizarea structurilor în două nivele ŞI-SAU (sau NICI) ale schemelor combinaţionale cu mai multe ieşiri, date prin tabela lor de combinaţii. Pentru valori mici ale numărului de intrări n şi de ieşiri m (de exemplu: $n \leqslant 5$ şi $m \leqslant 4$), aplicarea manuală a metodei este deosebit de avantajoasă, deoarece, spre deosebire de toate celelalte metode cunoscute, conduce la o tabelă a implicanţilor primi foarte simplă şi deci foarte uşor rezolvabilă (aşa cum reiese şi din aplicaţia de mai sus).

Trebuie menţionat că pentru anumite clase de probleme metoda descrisă nu conduce la soluţia optimă, deoarece în urma eliminării redundanţelor (prin modificarea prefixelor implicanţilor primi) se poate întîmpla ca unii dintre implicanţii primi să devină neprimi pentru funcţiile reprezentative corespunzătoare valorilor reduse ale prefixelor.

Pentru valori mai mari ale lui m şi n este necesară aplicarea automată a metodei, folosind calculatoare numerice universale [9], [10].

BIBLIOGRAFIE

[1] Miller, R. E. *Switching theory.* Vol. 1 : *Combinational circuits.* New York, J. Wiley, 1965.

[2] McNaughton, R., Mitchel, B. *The minimality of reactifier nets with multiple-outputs incompletely specified.* În : J. Franklin Inst., nr. 6, 1957, p. 457—480.

[3] Polansky, R. B. *Minimization of multiple-output switching circuits.* În : Comm. and electronics, nr. 53, 1961, p. 67—73.

[4] Vandling, G. C. *The simplification of multiple-output switching networks composed of unilateral devices.* În : IRE trans. on el. comp., nr. 4, 1960, p. 477—486.

[5] Bartee, T. C. *Computer design of multiple-output logical netwoks.* În : IRE trans. on. el. comp., nr. 1, 1961, p. 21—30.

[6] Didenko, V. P. *Minimizaţiia struktur releinîh ustroistv so mnoghini vîhodami pri predvaritelnom vîdelenii iadra.* În : Abstraktnaia i strukturnaia teoriia releinîh ustroistv. Moscova, ed. Nauka, 1966.

[7] Basarab, S. *O metodă tip de sinteză a automatelor finite fără memorie cu mai multe ieşiri, realizate cu elemente de comutaţie statică.* În Automatica şi Electronica, nr. 2, 1965, p. 76—80.

[8] Lazăr, I. S. *Sinteza schemelor logice fără memorie, cu ieşiri multiple, realizate cu elemente de comutaţie statică.* În : A.T.M., nr. 6, 1966, p. 51—56.

[9] Necula, N. N. *Avtomaticeskaia minimizaţiia dvuznacinîh bulevîh funkţii.* În : Avtom. i telemehanika, nr. 5, 1967, p. 80 — 85.

[10] Necula, N. N. *Metod avtomaticeskoi minimizaţii dvuhstupenciatîh I—ILI struktur releinîh ustroistv so mnoghimi vîhodami.* În : Avtom. i telemeh. (în curs de publicare).

Ing. VI. CUPERMAN

Analiza comparativă a două moduri de funcţionare a echipamentelor de transmitere de date*

În majoritatea aplicaţiilor în care se transmit date numerice pentru prelucrare de către un calculator se impune ca probabilitatea de eronare a unui caracter să nu depăşească $10^{-7} \div 10^{-9}$. Pentru viteza de transmitere de 50 — 1 200 bauzi şi pentru tipuri uzuale de echipamente de conversie a semnalelor (modemuri), probabilitatea medie de eronare la transmiterea pe canale din reţeaua generală este cuprinsă între 10^{-3} şi 10^{-6} [1]. Pentru a aduce această valoare la cerinţele impuse de introducerea datelor într-un calculator, între echipamentul terminal de date şi echipamentul de conversie a semnalelor se intercalează un echipament de corecţie a erorilor. Deoarece acest echipament îndeplineşte de fapt şi alte funcţiuni, cum ar fi organizarea transmiterii datelor, conversia paralel-serie şi serie-paralel, citirea de pe bandă perforată etc., în continuare va fi numit echipament de transmitere de date.

Pentru corecţia erorilor în echipamentele de transmitere de date a căpătat o mare răspîndire utilizarea codurilor detectoare de erori şi a reacţiei de decizie, corecţia erorilor realizîndu-se prin repetarea cuvintelor de cod în care s-au detectat erori [2], [3], [4]. S-a dovedit că utilizarea reacţiei de decizie permite obţinerea unor sisteme cu un nivel de protecţie şi cu eficacitate ridicată pe baza unor scheme relativ simple. Aceasta se poate explica prin faptul că prin reacţia de decizie se obţine o adaptare a redundanţei la nivelul perturbaţiilor din canal : redundanţa necesară corecţiei se adaugă numai în cazul detecţiei unor erori.

1. Sistemul cu aşteptarea deciziei şi sistemul cu transmitere continuă

După modul de organizare a transmiterii, sistemele de transmitere de date cu reacţie pot fi :

— cu transmitere cu aşteptarea deciziei, caz în care după transmiterea fiecărui bloc (caracter) se aşteaptă decizia asupra corectitudinii recepţionării lui, după care se transmite următorul bloc sau se repetă blocul transmis (în caz că s-au detectat erori) ;

— cu transmitere continuă, caz în care blocurile (caracterele) se transmit continuu pe canalul direct, folosindu-se un mijloc oarecare de reordonare a informaţiei la recepţie.

Modul de transmitere cu aşteptarea deciziei este foarte apropiat de modurile de transmitere utilizate în telemecanică. Deoarece în acest caz transmiterea nu se face niciodată simultan în ambele sensuri, se poate utiliza un singur canal cu funcţionare semiduplex (din această cauză, acest mod de organizare a transmiterii este denumit uneori semiduplex). Eficacitatea acestui sistem este mult redusă de timpul de aşteptare care survine după sfîrşitul transmiterii unui bloc şi pînă la recepţionarea deciziei asupra lui.

Sistemul cu transmitere continuă se caracterizează prin faptul că decizia recepţionată la un moment dat se referă la un caracter care a fost transmis anterior şi după care au mai fost

* Comunicare susţinută la 1 iunie 1968 la sesiunea de comunicări în domeniul calculatoarelor electronice şi automaticii, Institutul politehnic Timişoara.

transmise alte caractere. Aceasta face ca în cazul detecţiei unor erori şi deci al repetării unor caractere să fie necesară reordonarea datelor în punctul de recepţie. Cea mai simplă şi mai utilizată metodă de reordonare se bazează pe repetarea unui număr fix de caractere (este posibilă şi reordonarea pe baza adresării repetărilor; de exemplu, o dată cu blocul repetat se transmite şi numărul său de ordine).

Funcţionarea unei aparaturi cu transmitere continuă poate fi descrisă cu ajutorul unui lanţ Markov simplu cu două stări: starea normală N şi starea în care are loc o repetare R. Trecerea în starea R are loc în urma apariţiei unui semnal de decizie de refuz al unui caracter la care s-au detectat erori (fig. 1).

În cazul sistemelor cu reordonare prin repetarea unui număr fix de caractere, la trecerea în starea R, receptorul* aparaturii de transmitere de date se blochează pentru x blocuri (caractere), iar emiţătorul întrerupe transmiterea blocului (caracterului) curent N_1 şi reia transmiterea de la începutul blocului (caracterului) cu numărul de ordine $N_1 - x$.

Probabilitatea de trecere din starea N în starea R este probabilitatea de blocare a oricărui bloc (caracter) P_{bl}. Probabilitatea de rămînere în starea R este probabilitatea de blocare a unui caracter condiţionată de blocarea caracterului transmis cu x caractere înainte $P_{bl}(x)$.

Se observă că transmiterea continuă cu reordonare prin repetarea unui număr fix de caractere este avantajoasă pe un canal cu erori grupate: după apariţia unei erori receptorul se blochează pentru x caractere, interval în care este foarte probabil că pachetul de erori este terminat (decorelarea erorilor).

Numărul minim de caractere repetate şi deci capacitatea memoriei se pot determina din

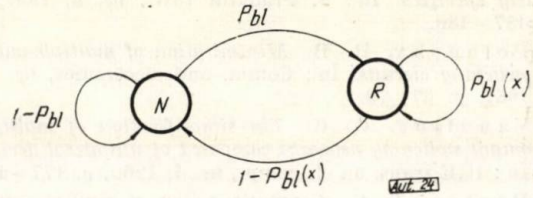


Fig. 1

relaţia aproximativă (se neglijează durata operaţiilor logice din emiţător şi receptor):

$$X_{min} = E\left(\frac{2t_p + t_i}{b}\, v\right), \qquad (1)$$

unde:

$E(u)$ este o funcţie de u egală cu cel mai mic întreg egal sau mai mare decît u;
$2t_p$ — timpul maxim de propagare în buclă;
t_i — durata semnalului de decizie;
b — numărul de simboluri dintr-un bloc (caracter);
v — viteza de transmitere, în bauzi.

Această relaţie rezultă direct din diagrama de timp a funcţionării aparaturii pentru o repetare, dată în tabela 1.

Pornind de la ipoteza că repetarea se face din memoria aparaturii de transmitere de date, în diagrama de timp s-a neglijat durata dintre momentul întreruperii transmiterii blocului N_1 şi momentul începerii transmiterii blocului

* Prin „emiţător" şi „receptor" se au în vedere postul de emitere şi, respectiv, recepţionare a datelor.

Tabela 1

Emiţător	Mommente de tip caracteristice	Receptor
Se termină blocul N_0 (care se presupune că va fi refuzat)	t_0	
	$t_0 + t_p$	se termină blocul N_0; receptorul trece în starea R
	$t_0 + t_p + t_i$	se termină semnalul de refuz
Se termină semnalul de refuz; emiţătorul care se afla în starea N şi transmitea blocul $N_1 = N_0 + E\left(\frac{2t_p + t_i}{b}\, v\right)$ trece în starea R . .	$t_0 + 2t_p + t_i$	
Începe repetarea blocului N_0	$t_0 + 2t_p + t_i + \frac{xb}{v} - (2t_p + t_i) =$	
	$= t_0 + \frac{xb}{v}$	
	$t_0 + t_p + \frac{xb}{v}$	începe repetarea blocului N_0
Apare decizia asupra blocului N_0	$t_0 + 2t_p + t_i + \frac{xb}{v}$	

$N_1 - x$. Dacă repetarea se face de pe banda perforată, în diagrama de timp trebuie luat în considerare şi timpul de mers înapoi al lectorului. Indiferent dacă repetarea se face din memoria aparaturii sau de pe banda perforată, relaţia (1) rămîne valabilă în ceea ce priveşte numărul minim de caractere care trebuie repetate : într-adevăr, aşa cum se vede din diagrama de timp, acest număr depinde de durata dintre sfîrşitul unui bloc şi sfîrşitul semnalului de decizie asupra acestui bloc.

Din diagrama de timp rezultă că o eroare pe canalul de decizie poate avea drept consecinţă ştergerea din informaţia transmisă a $x + 1$ blocuri. Rezultă necesitatea unui nivel ridicat de protejare a informaţiei transmise pe canalul invers şi necesitatea transmiterii unui semnal de sinfazare înainte de fiecare repetare.

2. Comparaţia sistemelor din punctul de vedere al vitezei de transmitere

Comparaţia se va face calculînd pentru fiecare dintre cele două sisteme o valoare globală de redundanţă care ţine seamă de redundanţa codului detector utilizat, de redundanţa medie datorită repetărilor pentru corecţia erorilor, de redundanţa datorită semnalelor auxiliare (sinfazare, adresare) etc.

Redundanţa globală pentru sistemul cu transmitere continuă se compune din redundanţa codului detector şi redundanţa datorită repetărilor. Folosind relaţia (1) şi ţinînd seamă că repetarea începe cu un caracter (bloc) de sinfazare, rezultă pentru redundanţa globală relaţia :

$$R_c = \frac{1}{d}\left[c + a\,(c+d)\,P_{bl}\,E\left(1 + \frac{2\,t_p + t_i}{c+d}\,v\right)\right], \tag{2}$$

unde :

- d este numărul de simboluri informaţionale ;
- c — numărul de simboluri de control $c + d = b$;
- a — un coeficient egal cu 1 dacă repetarea se face din memoria aparaturii de transmitere de date şi cu 2 dacă repetarea se face de pe bandă perforată (în cazul repetării de pe bandă perforată este necesar un cititor cu funcţionare înainte-înapoi ; pentru a ajunge la caracterul $N_1 - x$ cititorul are nevoie de un timp echivalent cu timpul de transmitere a x caractere ; la timpurile uzuale de cititoare vitezele de mers înainte şi înapoi sînt egale, ca urmare durata repetării este echivalentă cu timpul de transmitere a $2x$ caractere).

Redundanţa globală pentru sistemul cu aşteptarea deciziei se compune din redundanţa codului detector, redundanţa introdusă de semnalele auxiliare, redundanţa datorită timpului de aşteptare a deciziei şi redundanţa datorită repetărilor. Semnalele auxiliare se compun din semnalele necesare sincronizării (sistemul cu aşteptarea deciziei lucrează cu sincronizare start-stop) şi semnalele necesare diferenţierii blocurilor repetate. Notînd cu s numărul de simboluri ale semnalului auxiliar, redundanţa globală a sistemului cu aşteptarea deciziei este deci :

$$R_a = \frac{1}{d}\left[c + s + (2\,t_p + t_i)\,v + (c + s + d)\,P_{bl}\right]. \tag{3}$$

Relaţiile (2) şi (3) pot fi utilizate pentru :

— determinarea lungimii optime a blocului (caracterului) pentru fiecare dintre cele două sisteme, adică determinarea minimului funcţiilor R_c, R_a în raport cu variabila d ;

— compararea celor două sisteme pentru aceleaşi valori ale lui d, c, $2t_p + t_i$, v, P_{bl}.

În relaţiile (2) şi (3), mărimile c şi P_{bl} depind de numărul de simboluri informaţionale d. Pentru a putea face comparaţia se va presupune că :

— în ambele cazuri protecţia se face cu cod Hamming sau cu un cod generat de un polinom primitiv. În acest caz :

$$c = E\,[\log_2 (d + 1)]\,; \tag{4}$$

— se presupune că eronarea diferitelor simboluri reprezintă evenimente independente şi deci notînd cu P probabilitatea de eronare a simbolului :

$$\begin{aligned} P_{bl} &= 1 - (1-P)^{c+d} && \text{pentru sisteme cu transmitere continuă ;} \\ P_{bl} &= 1 - (1-P)^{c+d+s} && \text{pentru sistemele cu aşteptare.} \end{aligned} \tag{5}$$

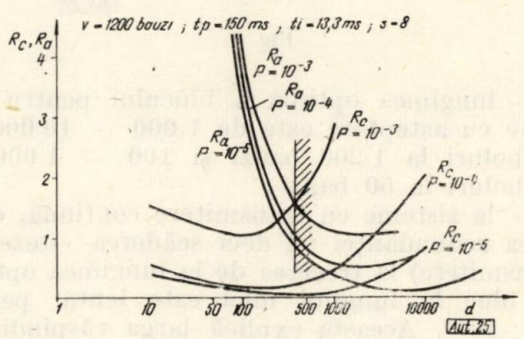


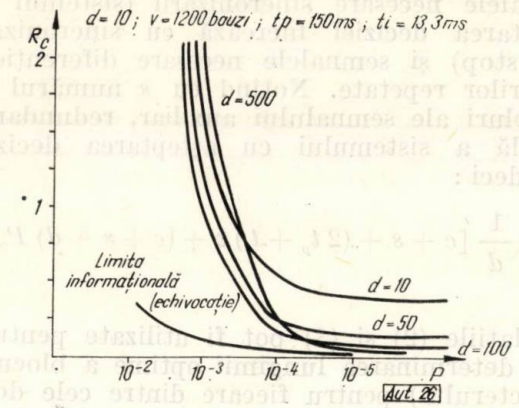
Fig. 2

Rezultatele comparaţiei sînt sintetizate în figurile 2, 3 şi 4. Se pot trage următoarele concluzii :

— la viteza de 1 200 bauzi, sistemul cu transmitere continuă este mai avantajos pen-

tru toate lungimile de bloc de utilitate practică (sistemul cu aşteptare devine avantajos la lungimi ale blocului de ordinul a peste 500 de simboluri);

— lungimile optime ale blocului pentru sistemele cu transmitere continuă la viteza de



Fig, 3

1 200 bauzi sînt de ordinul a 100 — 500 de simboluri, iar la viteza de 50 bauzi, de ordinul a 50 — 100 de simboluri;

— la viteza de 50 bauzi, sistemul cu aşteptare devine avantajos la lungimi de bloc de peste 50 — 100 de simboluri;

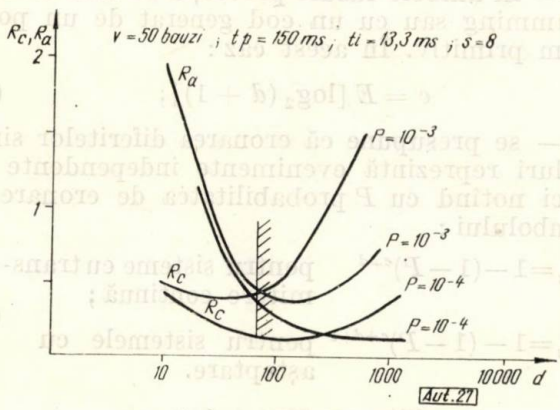


Fig. 4

— lungimea optimă a blocului pentru sisteme cu aşteptare este de 1 000 — 10 000 de simboluri la 1 200 bauzi şi 100 — 1 000 de simboluri la 50 bauzi;

— la sisteme cu transmitere continuă, creşterea redundanţei (şi deci scăderea vitezei de transmitere) la trecerea de la lungimea optimă de bloc la lungimi mici este lentă pentru $P < 10^{-3}$. Aceasta explică larga răspîndire a aparaturilor cu lungime a blocului de ordinul a 10 simboluri. Aceste aparaturi devin neeficiente pe canale de rea calitate ($P \sim 10^{-2}$);

— la sisteme cu aşteptare, scurtarea blocului faţă de lungimea optimală duce la deteriorarea rapidă a performanţelor.

La compararea celor două sisteme trebuie ţinut seamă şi de următoarele considerente:

— aparaturile cu aşteptarea deciziei pot folosi un canal semiduplex, în timp ce aparaturile cu transmitere continuă necesită un canal duplex;

— performanţele sistemului cu aşteptare se îmbunătăţesc pe linii cu timp de propagare redus, în timp ce sistemul cu transmitere continuă se calculează pentru un timp de propagare maxim (conform recomandărilor CCITT: 150 ms), care determină volumul memoriei şi numărul de caractere repetate.

În afară de cele de mai sus se mai observă că, făcînd abstracţie de volumul memoriei care depinde de lungimea blocului, respectiv de numărul de caractere repetate la sistemul cu transmitere continuă, complexitatea schemei este mai redusă pentru sistemele cu aşteptarea deciziei.

3. Concluzii

Relaţiile (2) şi (3) permit compararea sistemelor de transmitere de date din punctul de vedere al redundanţei globale şi deci al vitezei de transmitere.

Rezultatele comparaţiei, sintetizate în figurile 2, 3 şi 4, indică avantajul sistemelor cu transmitere continuă la viteze medii de transmitere şi la' lungimi reduse ale blocului şi avantajul sistemelor cu aşteptarea deciziei la viteze mici şi lungimi mari ale blocului. Ca un rezultat auxiliar s-au obţinut lungimile optimale ale blocurilor pentru diferitele cazuri analizate.

BIBLIOGRAFIE

[1] Alexander, A. A. ş.a. *Capabilities of the telephone network for data transmission.* În: Bell syst. tech. j., nr. 5, 1960.

[2] Froelich, F. E., Anderson, R. R. *Data transmission over a selfcontained error detection and retransmission channel.* În: Bell syst. tech. j., nr. 1, 1964.

[3] Hornstein, M. *Efficient communication through burst error channels by means of error detection.* În: IEEE transactions on comm. techn., nr. 2, 1966.

[4] *Rapport sur les méthodes de contrôle d'erreurs.* Extrait du document Com. sp. A — no. 92, livre bleu, vol. VIII, 1964.

Ing. C. IONESCU – Muscel

Cu privire la calculul performanţelor amplificatorului simetric de curent continuu în montaj „colector comun"

Schema de amplificator simetric de curent continuu în montaj „colector comun" se întîlneşte în etajele finale ale amplificatoarelor de curent continuu, în cazurile în care este necesară adaptarea la o rezistenţă de sarcină de valoare mică.

În literatura de specialitate [1], [2], [4] este tratat pe larg cazul amplificatoarelor diferenţiale de curent continuu în montaj „emitor comun". În prezenta lucrare sînt deduse relaţiile de calcul ale performanţelor amplificatorului simetric de curent continuu în montaj „colector comun".

Calculul performanţelor amplificatorului

Una dintre problemele dificile pe care le ridică amplificarea în curent continuu o constituie deriva termică. Pentru micşorarea acesteia se utilizează diferite metode, una dintre cele mai des întîlnite fiind folosirea reacţiei negative [3], [5], [6], [7]. În cele ce urmează se deduc relaţiile de calcul ale factorului de stabilizare termică, ale rezistenţelor de intrare şi de ieşire, precum şi ale factorilor de amplificare în curent şi în tensiune pentru amplificatorul simetric cu reacţie negativă combinată de curent şi de tensiune, a cărui schemă de principiu este prezentată în figura 1.

Reacţia negativă de tensiune se aplică de la bornele rezistenţelor R_4, iar cea de curent, prin rezistenţele R_1. Factorul de stabilizare termică a curentului de colector pentru montajul din figura 1 este [3]:

$$S = \left[\frac{\partial I_s}{\partial (I_{c01} - I_{c02})}\right] = \frac{S'}{2 + \frac{R_s}{R_1}};$$

$$S' = \frac{1}{\frac{1}{1 + h_{21e}} + \frac{R_1 (R_2 + R_3)}{R_2 R_3} + \frac{R_4 (R_1 + R_2)}{R_2 R_3}},$$

unde:

I_s este curentul prin rezistenţa de sarcină, mA;

I_{c01}, I_{c02} — curenţii reziduali ai celor două transistoare la temperatura de lucru, mA;

S' — factorul de stabilizare termică al unui amplificator cu un etaj, în montaj „colector comun" (corespunzător unei jumătăţi din schemă).

Din relaţiile de mai sus se obţine:

$$S = \frac{1}{2 + \frac{R_s}{R_1}} \cdot \frac{1}{\frac{1}{1 + h_{21e}} + \frac{R_1 (R_2 + R_3 + R_4)}{R_2 R_3} + \frac{R_4}{R_3}}.$$

Dacă sînt îndeplinite condiţiile:

$$h_{21e} \gg 1,$$

$$R_4 \ll R_3,$$

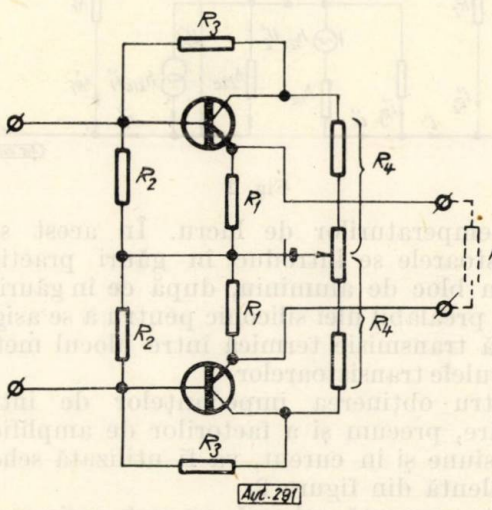


Fig. 1

Expresia factorului de stabilizare termică pentru montajul descris devine:

$$S = \left[\frac{\partial I_s}{\partial (I_{c01} - I_{c02})}\right] \simeq \frac{1}{2 + \frac{R_s}{R_1}} \cdot \frac{1}{R_1\left(\frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3}\right) + \left(\frac{1}{h_{21e}} + \frac{R_4}{R_3}\right)}. \quad (1)$$

Din relaţia (1) reiese că stabilitatea termică creşte (factorul S scade) o dată cu mărirea valorii rezistenţelor R_2 şi R_3. Variaţia curentului de sarcină datorită curenţilor reziduali va fi:

$$\Delta I_s = S\Delta (I_{c01} - I_{c02}). \quad (2)$$

Relaţia (2) arată că variaţia curentului de sarcină I_s în raport cu temperatura este cu atît mai mică cu cît curenţii reziduali I_{c01}, I_{c02} ai celor două transistoare au valori mai apropiate în toată gama temperaturilor de lucru. Este avantajos ca transistoarele T_1 şi T_2 să fie selecţionate, alegîndu-se exemplare care să

aibă diferenţe cît mai mici pentru valorile curenţilor reziduali şi ale parametrilor h_{21e} [8].

În plus, este indicat să se ia măsuri pentru ca cele două transistoare să se afle la temperaturi cît mai apropiate, astfel ca diferenţa ($I_{c01} - I_{c02}$) să păstreze o valoare cît mai mică în domeniul temperaturilor de lucru. În acest scop, transistoarele se introduc în găuri practicate într-un bloc de aluminiu, după ce în găuri s-a pus în prealabil ulei siliconic pentru a se asigura o bună transmisie termică între blocul metalic şi capsulele transistoarelor.

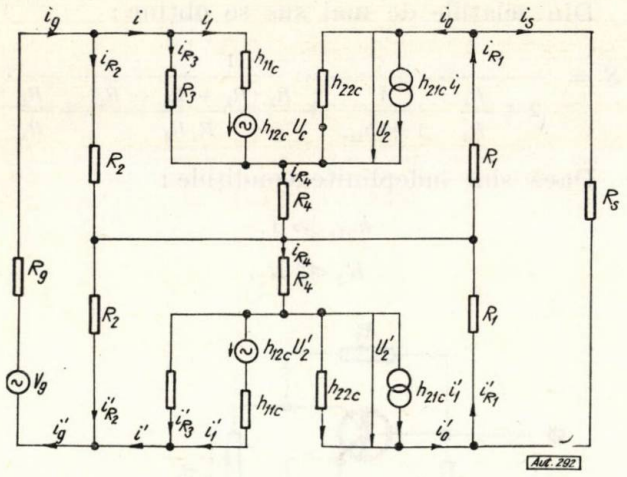


Fig. 2

Pentru obţinerea impedanţelor de intrare de ieşire, precum şi a factorilor de amplificare în tensiune şi în curent, va fi utilizată schema echivalentă din figura 2.

Pentru această schemă se pot scrie următoarele ecuaţii pe ochiuri şi pe noduri :

$$v_g = R_g i_g + (i_{R_2} + i'_{R_2}) R_2 ; \quad (3)$$

$$0 = R_2 i_{R_2} - R_4 i_{R_4} - R_3 i_{R_3} ; \quad (4)$$

$$0 = R_2 i'_{R_2} - R_4 i'_{R_4} - R_3 i'_{R_3} ; \quad (5)$$

$$0 = R_3 i_{R_3} - h_{12c} u_2 - h_{11c} i_1 ; \quad (6)$$

$$0 = R_3 i'_{R_3} - h_{12c} u'_2 - h_{11c} i'_1 ; \quad (7)$$

$$0 = R_1 i_{R_1} + u_2 + R_4 i_{R_4} ; \quad (8)$$

$$0 = R_1 i'_{R_1} + u'_2 + R_4 i'_{R_4} ; \quad (9)$$

$$0 = R_1 (i_{R_1} + i'_{R_1}) + R_s i_s ; \quad (10)$$

$$0 = i_{R_3} + i_1 - i_{R_4} + h_{22c} u_2 + h_{21c} i_1 ; \quad (11)$$

$$0 = i'_{R_3} + i'_1 - i'_{R_4} + h_{22c} u'_2 + h_{21c} u'_1 ; \quad (12)$$

$$i_0 = h_{22c} u_2 + h_{21c} i_1 ; \quad (13)$$

$$i'_0 = h_{22c} u'_2 + h_{21c} i'_1 ; \quad (14)$$

$$i_{R_1} = i_0 + i_s ; \quad (15)$$

$$i'_{R_1} = i'_0 + i_s ; \quad (16)$$

$$i_g = i_{R_2} + i_1 + i_{R_3} ; \quad (17)$$

$$i_g = i'_{R_2} + i'_1 + i'_{R_3} . \quad (18)$$

Adunînd între ele relaţiile (4) cu (5), (6) cu (7), ... etc. şi notînd cu $i_{R_2} + i'_{R_2} = I_{R_2}$, $i_{R_3} + i'_{R_3} = I_{R_3}$, ... etc., se obţine sistemul :

$$\left.\begin{aligned} v_g &= R_g i_g + R_2 I_{R_2} \\ 0 &= R_2 I_{R_2} - R_4 I_{R_4} - R_3 I_{R_3} \\ 0 &= R_3 I_{R_3} - h_{12c} R_s i_s + h_{12c} R_4 I_{R_4} - \\ &\quad - h_{11c} I_1 \\ 0 &= R_1 I_{R_1} + R_s i_s \\ 0 &= I_{R_3} + I_1 - (1 + h_{22c} R_4) I_{R_4} + \\ &\quad + h_{21c} I_1 + h_{22c} R_s i_s \\ I_0 &= h_{22c} R_s i_s - h_{22c} R_4 I_{R_4} + h_{21c} I_1 \\ I_{R_1} &= I_0 + 2 i_s \\ 2 i_g &= I_{R_2} + I_1 + I_{R_3} \end{aligned}\right\} \quad (19)$$

În sistemul (19) de ecuaţii, parametrii h_{11c}, h_{12c}, h_{21c} şi h_{22c} sînt cei corespunzători transistorului în montaj „colector comun". Între aceştia şi valorile corespunzătoare montajului „emitor comun", care se găsesc în cataloagele de dispozitive semiconductoare, există relaţiile :

$$h_{11c} = h_{11e} ;$$

$$h_{12c} \cong 1 ;$$

$$h_{21c} = -(1 + h_{21e}) \cong -h_{21e} ;$$

$$h_{22c} = h_{22e}$$

Prin rezolvarea sistemului (19) de ecuaţii se obţin expresiile rezistenţelor de intrare R_{intr} şi de ieşire $R_{ieş}$, precum şi ale factorilor de amplificare în tensiune A_u şi în curent A_i :

$$R_{intr} = \frac{v_g}{i_g} - R_g = 2\,\frac{R_2 R_3 (R_3 + R_4)(h_{11c} + \Delta h\, R_a)}{R_2 R_3 (R_3 + R_4 - h_{21c} R_4) + (h_{11c} + \Delta h R_a)[(R_2 + R_3)(R_3 + R_4) + R_2 R_4]}, \quad (20)$$

unde :

$$\Delta h = h_{11c} h_{22c} - h_{12c} h_{21c} \cong -h_{21c} = h_{21e},$$

$$R_a = \frac{R_1 R_S}{2R_1 + R_s} ;$$

$$R_{intr} = 2\,(h_{11c} + \Delta h R_a)\,\frac{1}{1 - h_{21c}\frac{R_4}{R_3 + R_4} + (h_{11c} + \Delta h R_a)\left[\frac{R_2 + R_3}{R_2 R_3} + \frac{R_4}{R_3 (R_3 + R_4)}\right]} . \quad (20')$$

În majoritatea cazurilor $R_4 \ll R_3$, iar relaţia (20') devine :

$$R_{intr} \cong 2\,(h_{11c} + \Delta h R_a)\,\frac{1}{1 - h_{21c}\frac{R_4}{R_3} + (h_{11c} + \Delta h R_a)\left(\frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3}\right)} . \quad (20'')$$

Dacă se notează :

$$K = -h_{21c}\frac{R_4}{R_3} + (h_{11c} + \Delta h R_a)\left(\frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3}\right), \quad (21)$$

se obţine :

$$R_{intr}\, 2\,(h_{11c} + \Delta h R_a)\,\frac{1}{1+K}. \quad (20''')$$

Din relaţia (20'') rezultă că în cazul schemei din figura 1, pentru a obţine valori mari ale rezistenţei de intrare pentru un tip de transistoare dat, este indicat să se aleagă valori cît mai mici pentru R_4 şi cît mai mari pentru R_1, R_2 şi R_3.

Factorul de amplificare în curent este :

$$A_i = \frac{i_s}{i_g} = 2\,\frac{-R_1 R_2 R_3 (h_{21c} R_3 - \Delta h R_4)}{(2R_1+R_s)\{R_2 R_3 (R_3+R_4-h_{21c} R_4)+(h_{11c}+\Delta h R_a)[(R_2+R_3)(R_3+R_4)+R_2 R_4]\}}. \quad (22)$$

Avînd în vedere că $\Delta h \cong -h_{21c}$, relaţia (22) devine :

$$A_i = 2\,\frac{-h_{21c} R_1 R_2 R_3 (R_3+R_4)}{(2R_1+R_s)\{R_2 R_3 (R_3+R_4-h_{21c} R_4)+(h_{11c}+\Delta h R_a)[(R_2+R_3)(R_3+R_4)+R_2 R_4]\}};$$

$$A_i = 2\,\frac{R_1}{2R_1+R_s}\cdot\frac{-h_{21c}}{1-h_{21c}\dfrac{R_4}{R_3+R_4}+(h_{11c}+\Delta h R_a)\left[\dfrac{R_2+R_3}{R_2 R_3}+\dfrac{R_4}{R_3(R_3+R_4)}\right]}. \quad (22')$$

Utilizînd notaţiile de mai sus şi avînd în vedere că $-h_{21c} \cong h_{21c}$, se obţine :

$$A_i = h_{21c}\,\frac{2R_1}{2R_1+R_s}\cdot\frac{1}{1+K}. \quad (22'')$$

Se vede deci că pentru un tip de transistoare dat, pentru a obţine un factor de amplificare în curent cît mai mare, este indicat să se aleagă valori cît mai mici pentru R_4 şi cît mai mari pentru R_1, R_2, R_3.

Factorul de amplificare în tensiune este :

$$A_u = \frac{R_s i_s}{R_{intr}\, i_g} = \frac{R_s}{R_{intr}}\cdot A_i. \quad (23)$$

Utilizînd notaţiile de mai sus şi folosind relaţiile (20'') şi (22''), se obţine :

$$A_u = \frac{-h_{21c} R_a}{h_{11c} + \Delta h\, R_a}. \quad (23')$$

Pentru determinarea rezistenţei de ieşire a montajului se rezolvă sistemul de ecuaţii (19) în raport cu I_s :

$$I_s = \frac{\dfrac{\rho v_g}{2\left(R_1 + \dfrac{h_{11c}}{\Delta h} + \dfrac{R'}{\Delta h}\right)}}{R_s + 2\,\dfrac{\left(\dfrac{h_{11c}}{\Delta h} + \dfrac{R'}{\Delta h}\right)R_1}{R_1 + \dfrac{h_{11c}}{\Delta h} + \dfrac{R'}{\Delta h}}}, \quad (24)$$

unde :

$$R' = R_g\,\frac{1-h_{21c}\dfrac{R_4}{R_3+R_4}}{2+R_g\left[\dfrac{R_2+R_3}{R_2 R_3}+\dfrac{R_4}{R_3(R_3+R_4)}\right]};$$

$$R' \cong R_g\,\frac{1-h_{21c}\dfrac{R_4}{R_3}}{2+\dfrac{R_g}{R_2}+\dfrac{R_g}{R_3}};$$

$$\rho = \frac{-4R_1 R_2 R_3 (h_{21c} R_3 - \Delta h\, R_4)}{\Delta h\{R_g[(R_2+R_3)(R_3+R_4)+R_2 R_4]+2R_2 R_3 (R_3+R_4)\}}.$$

Circuitul de ieşire al amplificatorului poate fi reprezentat ca în figura 3.

Pentru acest circuit se poate scrie :

$$I_s = \frac{e}{R_s + R_{ies}}.$$

Comparînd expresia de mai sus cu cea din relaţia (24), rezultă :

$$R_{ies} = 2\,\frac{(h_{11c}+R')R_1}{h_{11c}+R'+R_1\Delta h}. \quad (25)$$

Existenţa reacţiei negative realizate prin rezistenţele R_1 şi R_4 asigură îmbunătăţirea perfor-

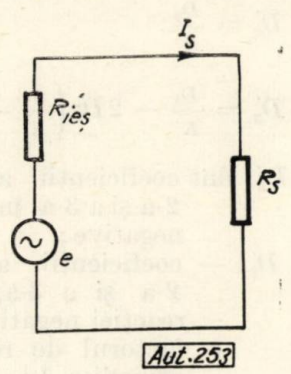


Fig. 3

manţelor amplificatorului, atît în privinţa liniarităţii, cît şi a stabilităţii factorului de amplificare, în raport cu variaţiile tensiunii de alimentare şi cu modificarea parametrilor transis-

toarelor datorită îmbătrînirii. Întrucît montajul descris este utilizat ca amplificator de curent, interesează în primul rînd modul în care variază factorul de amplificare în curent în funcţie de parametrii transistoarelor şi de tensiunea de alimentare.

Ţinînd seamă că $\Delta h \cong -h_{21c}$, expresia (22'') poate fi scrisă sub forma :

$$A_i = \frac{2R_1}{2R_1 + R_s} \cdot \frac{-h_{21c}}{1 - h_{21c}\frac{R_4}{R_3} + (h_{11c} - h_{21c}\,R_a)\left(\frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3}\right)} \cdot \quad (26)$$

Din relaţia (26) se vede că amplificarea în curent a etajului poate fi stabilizată dacă este îndeplinită condiţia :

$$\left| h_{21c}\frac{R_4}{R_3} \right| = (5...10)\left[1 + (h_{11c} - h_{21c}\,R_a)\left(\frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3}\right)\right]. \quad (27)$$

În acest caz factorul de amplificare în curent devine :

$$A_i \cong \frac{2R_1}{2R_1 + R_s} \cdot \frac{R_3}{R_4}. \quad (28)$$

Relaţia (28) demonstrează că factorul de amplificare al montajului, în cazul aplicării unei puternice reacţii negative combinate (serie-paralel), poate fi menţinut constant faţă de variaţiile parametrilor transistoarelor datorită îmbătrînirii, sau ale tensiunii de alimentare. El depinde numai de constanţa valorilor rezistenţelor R_1, R_3 şi R_4.

Montajul analizat asigură şi o îmbunătăţire a liniarităţii datorită existenţei reacţiei negative. Într-adevăr, se poate arăta că valorile coeficienţilor armonicilor a 2-a şi a 3-a sînt date de relaţiile [9] :

$$D_2' = \frac{D_2}{K'}; \quad (29)$$

$$D_3' = \frac{D_3}{K'} - 2D_2^2\left(\frac{1}{K'} - \frac{1}{K''}\right), \quad (30)$$

unde : D_2, D_3 sînt coeficienţii armonicilor a 2-a şi a 3-a, în lipsa reacţiei negative ;

D_2', D_3' — coeficienţii armonicilor a 2-a şi a 3-a, în prezenţa reacţiei negative ;

K' — factorul de reacţie pentru armonica 1 ;

K'' — factorul de reacţie pentru armonica a 2-a.

Se vede deci că valoarea coeficientului de distorsiuni va fi cu atît mai mică, cu cît factorul de reacţie va fi mai mare.

Rezultate experimentale

În figura 4 este prezentat un montaj realizat în Institutul oncologic Bucureşti şi care constituie etajul final al unui amplificator de curent continuu utilizat într-o instalaţie pentru măsurarea diferenţelor foarte mici de temperatură.

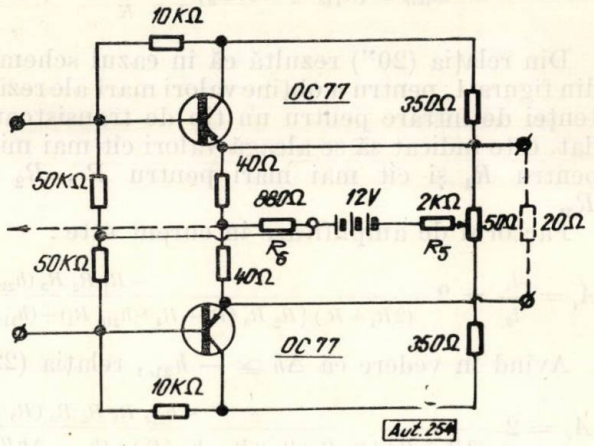


Fig. 4

Rezistenţa de sarcină a amplificatorului o constituie bobina unui milivoltmetru înregistrator cu şase canale, tip ET — M 16.

Faţă de schema analizată în montajul din figura 1, montajul mai conţine rezistenţele R_5 şi R_6. Acestea nu intervin în relaţiile (20) — (25), deoarece semnalul aplicat între bazele transistoarelor T_1 şi T_2 dă pe R_5 şi R_6, efecte opuse care se anulează reciproc. În schimb, rezistenţele R_5 şi R_6 îmbunătăţesc stabilitatea termică a montajului, deoarece produc o puternică reacţie negativă pentru curenţii reziduali. Expresia factorului de stabilizare termică dat de relaţia (1) devine :

$$S = -\frac{1}{2 + \frac{R_s}{R_1}} \cdot \frac{1}{(R_1 + 2R_6)\left(\frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3}\right) + \left(\frac{1}{h_{21c}} + \frac{R_4 + 2R_s}{R_3}\right)} \cdot \quad (31)$$

De pe rezistenţa R_6 se culege o tensiune de reacţie care se aplică unui alt etaj al amplificatorului (care nu apare în schemă), pentru îmbunătăţirea performanţelor globale.

Utilizînd relaţiile (20) — (25) pentru valori măsurate ale parametrilor h, $h_{11} = 1{,}7$ kΩ, $h_{21} = 144$ şi pentru $R_g = 1$ kΩ, se obţin valorile :

$R_{intr} = 850\Omega$; $A_i = 17$; $A_u = 0{,}39$; $R_{ies} = 37\ \Omega$.

Valorile obţinute experimental sînt următoarele :

$R_{intr} = 840\ \Omega$; $A_i = 15{,}8$; $A_u = 0{,}4$; $R_{ies} = 39{,}4\ \Omega$.

Pentru a micşora cît mai mult variaţiile curentului de sarcină cu temperatura, transistoarele au fost montate în găuri practicate într-un

bloc de aluminiu cu dimensiunile 30 x 15 x 15 mm, găurile fiind umplute în prealabil cu ulei siliconic. Pereţii cutiei amplificatorului au fost căptuşiţi cu un strat de material termoizolant pe bază de celuloză, avînd grosimea de 15 mm.

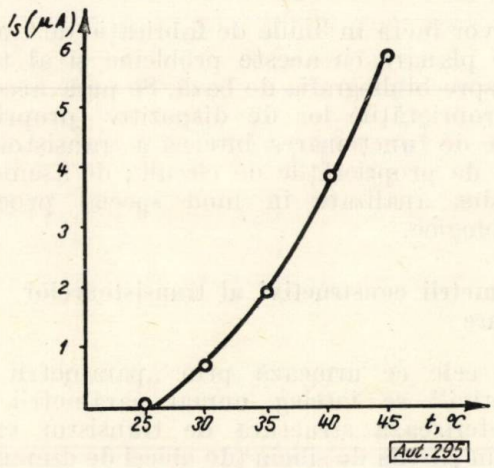


Fig. 5

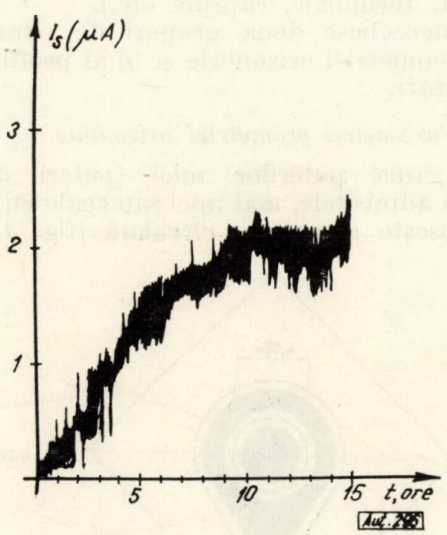


Fig. 6

În aceste condiţii, variaţia obţinută experimental a curentului de sarcină (bornele de intrare fiind în gol) cu temperatura este cea din figura 5, iar deriva nulului în timp de 15 ore este cea din figura 6.

La o variaţie a tensiunii de alimentare de $\pm 25\%$ corespunde o variaţie a factorului de amplificare în curent de 3%.

Pentru verificarea stabilităţii factorului de amplificare la variaţia parametrilor transistoarelor, acestea au fost înlocuite cu altele de acelaşi tip, însă avînd $h_{21} = 115$ (deci o scădere de 22% a parametrului h_{21}), obţinîndu-se o amplificare de curent de 15 (deci o scădere de 5% a amplificării).

În intervalul de temperaturi 25°C — 45°C amplificarea variază cu 1,6%.

În ce priveşte liniaritatea, semnalul de ieşire variază liniar cu cel de intrare, pînă la o valoare de 1,25 mA a curentului de sarcină. Avînd în vedere că semnalul maxim necesar deplasării acului indicator al milivoltmetrului pe întreaga scală este de 100 μA, înseamnă că regimul liniar al amplificatorului este asigurat cu o margine de rezervă suficientă pentru tot domeniul de lucru.

Concluzii

Etajul amplificator simetric de curent continuu cu transistoare în montaj "colector comun", cu reacţie de tensiune, asigură un factor de amplificare în curent satisfăcător, cu o bună stabilitate atît la variaţiile de temperatură, cît şi la cele ale tensiunii de alimentare, respectiv ale parametrilor transistoarelor datorite îmbătrînirii. Schema analizată este avantajoasă în cazul unor rezistenţe de sarcină de valoare mică, datorită rezistenţei sale mici de ieşire.

Din măsurările efectuate a reieşit că valorile teoretice, deduse în ipoteza simplificatoare a egalităţii parametrilor celor două transistoare, sînt verificate cu suficientă precizie de către performanţele obţinute experimental.

BIBLIOGRAFIE

[1] *Circuite cu transistoare în industrie*, vol. 1. Bucureşti, Ed. tehnică, 1963.

[2] Hurley, R. B. *Junction transistor electronics*. New York, Wiley, 1960.

[3] *Poluprovodnikovaia electronika*. Moscova, Gosenergoizdat, 1959.

[4] Landau, I. D. *Amplificatoare diferenţiale de curent continuu cu transistoare*. In: Automatica şi Electronica, nr. 1, 1962, p. 12—18.

[5] Keonian, E. *Temperature-compensated D—C transistor amplifier*. In: Proc. I.R.E., aprilie 1954, p. 661—671.

[6] Vallet-Cerisier, L. A. *Notes sur les amplificateurs de type continu a transistors a jonctions*. In: Electronique, ian 1959, p. 35—39.

[7] Vallet-Cerisier, L. A. *Realisation expérimentale des amplificateurs symetriques du type continu à transistors*. In: Electronique, nr. 148, p. 60; nr. 150, p. 42; nr. 154, p. 28; nr. 155, p. 48.

[8] Neale, D. M., Oakes, F. *Transistor d.c. amplifier*. In: Wireless World, nov 1956, p. 529—532.

[9] Condrea, S., Postelnicu, P., Udilă, I., Trifu Gh. *Telefonie la mare distanţă*. Bucureşti, Ed. tehnică, 1965.

Ing. C. BULUCEA

Transistoare planare cu siliciu, de mică putere (I)

Parametri constructivi şi fenomene de volum

Tehnologia planară este în prezent principala metodă de fabricare a dispozitivelor semiconductoare-componente discrete şi a circuitelor integrate. Faţă de prima decadă de confecţionare a dispozitivelor semiconductoare (1948 — 1958), în care au fost caracteristice căutările pentru găsirea tehnologiei celei mai avantajoase de fabricare a transistoarelor, perioada care a urmat după apariţia tehnologiei planare (1960) se caracterizează printr-o impunere aproape totală a acestei tehnologii (în principal pe siliciu) şi prin perfecţionarea ei convergentă, culminînd cu elaborarea circuitelor integrate.

În mod curent [1], [2], [3], tehnologia planară este prezentată simplificat, descriindu-se numai obţinerea dispozitivelor ca structuri geometrice, printr-o serie de mascări şi difuzii succesive; în ciuda acestui fapt, procesele tehnologice care intervin sînt de o fineţe deosebită, nu atît prin preciziile de geometrie orizontală şi de profil impuse mascărilor şi difuziilor, cît prin influenţa pe care o au condiţiile în care se fac unele procese (în special oxidarea) asupra proprietăţilor finale ale diodelor sau transistoarelor elaborate. Aceste procese tehnologice sînt bine stăpînite la firmele care produc transistoare planare sau circuite integrate. O parte din rezultatele cercetărilor privind tehnologia planară este publicată în literatura de specialitate, altă parte este ţinută încă sub secret. O prezentare la zi a rezultatelor publicate (privind tehnologia), împreună cu bibliografia esenţială, se găseşte în cartea lui A. S. Grove [4].

Elaborarea transistoarelor planare* este de cea mai mare şi actuală importanţă pentru industria de componente electronice din ţara noastră; ea este cerută deopotrivă de creşterea producţiei de aparatură electronică de larg consum şi de dezvoltarea producţiei proprii de aparatură profesională. În mod special, producţia echipamentului electronic de calcul va necesita fabricarea, într-o primă etapă, a transistoarelor planare-epitaxiale de comutaţie şi apoi, în etapa următoare, a circuitelor integrate.

În seria de articole de faţă, autorul prezintă unele probleme ale transistoarelor planare, în scopul familiarizării inginerilor şi fizicienilor care vor lucra în liniile de fabricaţie de transistoare planare cu aceste probleme şi al trimiterii spre bibliografia de bază. Se pune accentul pe proprietăţile lor de dispozitiv (proprietăţi legate de funcţionarea internă a transistorului) şi nu de proprietăţile de circuit; de asemenea, nu sînt analizate în mod special procesele tehnologice.

Parametrii constructivi ai transistoarelor planare

În cele ce urmează prin „parametrii constructivi" se înţeleg numai parametrii care caracterizează structura de transistor executată în pastila de siliciu (de obicei de dimensiuni 0,5 × 0,5 mm²), şi nu parametrii care se referă la ansamblul mecanic al transistorului (suport, terminale, capsulă etc.).

Se deosebesc două grupuri de parametri: a) ai geometriei orizontale şi b) ai profilului de impurităţi.

a) *Parametrii geometriei orizontale*

În gama puterilor mici (puteri disipate maxim admisibile, mai mici sau egale cu 0,3 W) se foloseşte geometria circulară (fig. *1,a*) sau

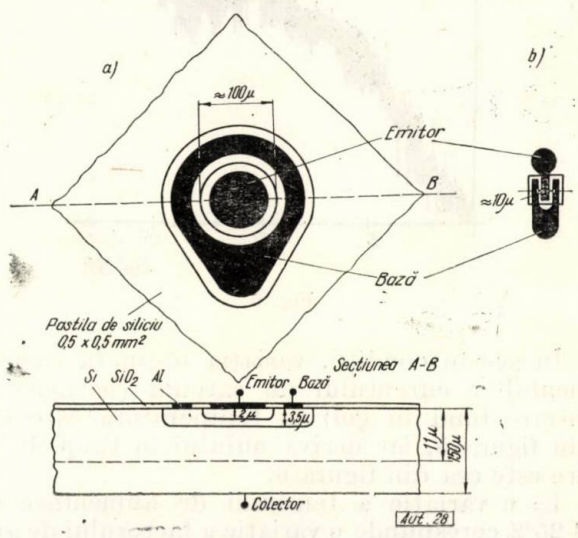


Fig. 1. Geometria orizontală a două transistoare planare-epitaxiale:
a) geometria orizontală (circulară) şi secţiunea frontală a unui transistor de joasă frecvenţă (f_T = 200 MHz); b) geometria orizontală interdigitală a unui transistor de frecvenţă foarte înaltă (f_T = 2 500 MHz).

geometria interdigitată (fig. *1,b*). În ultimul timp, geometria interdigitată este mai răspîndită, ea oferind avantajul utilizării mai bune a suprafeţei emitorului (v. mai departe efectul de aglomerare a emitorului); de asemenea,

* Aici şi în continuare se foloseşte termenul „transistoare planare" atît pentru transistoarele planare simple (neepitaxiale), cît şi pentru transistoarele planare-epitaxiale. În cazul unei referiri concrete la unul dintre aceste două tipuri se va preciza că este vorba despre un transistor planar simplu sau transistor planar-epitaxial.

această geometrie oferă avantajul evitării contactării conexiunilor deasupra regiunii active a transistorului, ceea ce ar fi dificil de realizat în cazul transistoarelor de arie foarte mică (transistoare de frecvenţă foarte înaltă).

Parametrii geometriei orizontale sînt dimensiunile care caracterizează complet figura geometrică a transistorului în proiecţie orizontală (aşa cum apare în figura 1, *a*, *b*). Dintre aceşti parametri, esenţiali pentru funcţionarea transistorului sînt cei care se referă la caracterizarea emitorului (diametrul emitorului, respectiv lungimea şi lăţimea benzii emitorului). Dimensiunile emitorului indicate în figura 1,*a* se referă la un transistor de joasă frecvenţă (f_T = 200 MHz) [5], iar cele din figura 1, *b* se referă la un transistor de frecvenţă foarte înaltă (f_T = 2 500 MHz) [6].

b) *Parametrii profilului de impurităţi*

Profilul de impurităţi al unui transistor planar-epitaxial *n-p-n* se obţine prin creşterea epitaxială a unui strat monocristalin de mare rezistivitate (n) peste un substrat de mică rezistivitate (n^+), urmată de difuzia bazei (p^+) şi de difuzia emitorului (n^{++}) (fig. 3).

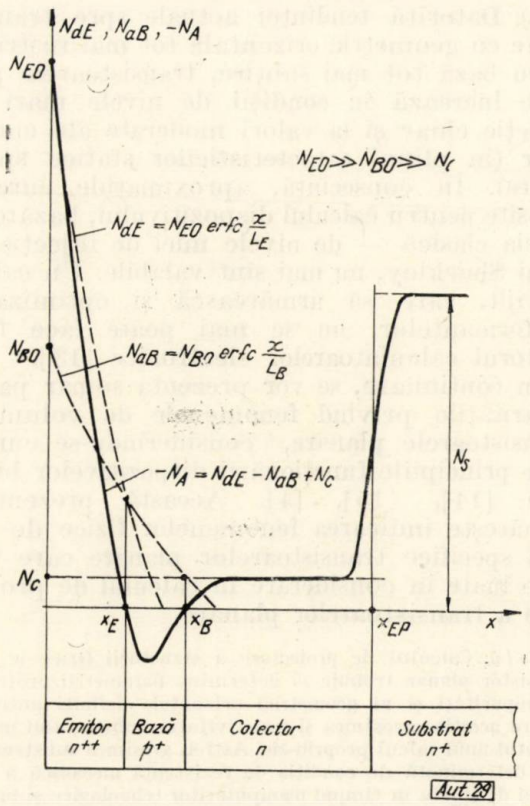


Fig. 2. Profilul de impurităţi al unui transistor planar-epitaxial (calitativ).

Din figura 2 rezultă parametrii esenţiali ai profilului de impurităţi:

x_S — grosimea substratului;
N_S — concentraţia de impurităţi (donoare) a substratului;
x_{EP} — grosimea stratului epitaxial;
N_C — concentraţia de impurităţi (donoare) a stratului epitaxial;
N_{BO} — concentraţia de impurităţi (acceptoare) pe suprafaţă după difuzia bazei — concentraţia de impurităţi pe suprafaţa bazei din afara emitorului;
N_{EO} — concentraţia de impurităţi (donoare) pe suprafaţă după difuzia emitorului — concentraţia de impurităţi pe suprafaţa emitorului;
x_B — adîncimea joncţiunii colector—bază;
x_E — adîncimea joncţiunii emitor — bază.

Aceşti parametri caracterizează complet profilul de impurităţi în cazul că fiecare dintre cele două difuzii se face într-o singură treaptă; în acest caz, profilul de impurităţi este dat de expresia [7] ,[8]:

$$N_A(x) \equiv N_a(x) - N_d(x) = -N_{dE} + N_{aB} - N_C = -N_{EO}\, erfc \frac{x}{L_E} + N_{BO}\, erfc \frac{x}{L_B} - N_C;\ x < x_{EP}, \quad (1)$$

unde $N_a(x)$, $N_d(x)$ sînt concentraţiile de atomi acceptori, respectiv donori, în secţiunea x a transistorului;

$N_A(x)$ — concentraţia netă de atomi acceptori;

$N_{dE} = N_{EO}\, erfc \frac{x}{L_E}$ — concentraţia de atomi donori rezultată prin difuzia emitorului;

$N_{AB} = N_{BO}\, erfc \frac{x}{L_B}$ — concentraţia de atomi acceptori rezultată prin difuzia bazei;

$L_E = \sqrt{4D_E t_E}$, $L_B = \sqrt{4D_B t_B}$ — lungimea de difuzie ale impurităţilor la difuzia emitorului, respectiv a bazei*;

D_E, D_B — constantele de difuzie ale impurităţilor la difuzia emitorului, respectiv a bazei;

t_B, t_E — timpii de difuzie la difuzia emitorului, respectiv a bazei.

În mod curent, fiecare dintre difuziile transistoarelor planare se face în două trepte, la

* Cunoaşterea lungimilor de difuzie L_E şi L_B este echivalentă cu cunoaşterea adîncimilor joncţiunilor x_E şi x_B; pentru calculul lui L_E şi L_B cînd se dau x_E şi x_B (vezi de exemplu lucrarea [9]).

temperaturi diferite şi în condiţii diferite privind sursa de impurităţi, astfel încît parametrii enumeraţi nu mai caracterizează complet profilul de impurităţi; pentru o caracterizare completă ar mai trebui dat, pentru fiecare difuzie, cîte un parametru referitor la raportul lungimilor de difuzie corespunzătoare celor două trepte [10]. Cu toate acestea, în calculele

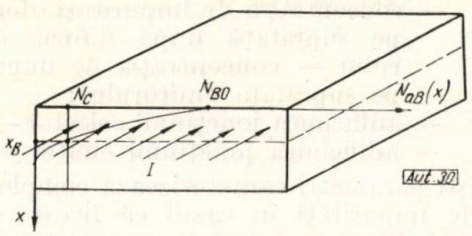


Fig. 3. Figură pentru definirea rezistivităţii de foaie a bazei din afara emitorului; săgeţile indică sensul de curgere a curentului electric prin stratul difuzat.

de proiectare simplificate (fără ajutorul calculatoarelor electronice), se poate lucra cu distribuţia (1), avînd în vedere faptul că această distribuţie nu diferă mult — în regiunea bazei transistorului — de distribuţia care ţine seamă de difuzia în două trepte.

În practica tehnologică se lucrează de obicei cu rezistivităţi şi „rezistenţe de foaie" — mărimi direct accesibile măsurărilor — în loc de concentraţii de impurităţi. Astfel:

— în loc de N_S şi N_C se folosesc rezistivităţile ρ_S şi ρ_C ale substratului, respectiv ale stratului epitaxial;

— în loc de N_{BO} se foloseşte rezistenţa de foaie a bazei din afara emitorului R_{SB} (denumită de multe ori şi „rezistenţă de pătrat" $R_\square$), definită ca rezistenţa pe care o oferă o plăcuţă pătrată decupată din regiunea bazei exterioară emitorului, care conduce paralel cu suprafaţa sa, prin stratul difuzat (fig. 3):

$$R_{SB} = \frac{1}{\int_0^{x_B} e\,\mu_p\,[N_{aB}(x) - N_C]\,dx} = \frac{\overline{\rho}_B(N_C, N_{BO})}{x_B}, \tag{2}$$

unde $\overline{\rho}_B$ este rezistivitatea medie a stratului difuzat;

— în loc de N_{EO} se foloseşte rezistenţa de foaie a emitorului R_{SE}, definită analog:

$$R_{SE} = \frac{1}{\int_0^{x_E} e\,\mu_n\,|\,N_A(x)\,|\,dx} \approx$$

$$\approx \frac{1}{\int_0^{x_E} e\,\mu_n\,[N_{dE}(x) - N_{aB}(x_E)]} =$$

$$= \frac{\overline{\rho}_E\,[N_{aB}(x_E), N_{EO}]}{x_E} \approx \frac{\overline{\rho}_E\,[N_{BO}, N_{EO}]}{x_E}. \tag{3}$$

În expresiile (2) şi (3) e este sarcina electronului, μ_n şi μ_p sînt mobilităţile electronului, respectiv ale golului în regiunea respectivă a transistorului, iar $\overline{\rho}_B$ şi $\overline{\rho}_E$ sînt rezistivităţile medii ale straturilor difuzate respective. Trecerea de la ρ_S, ρ_C, $\overline{\rho}_B$ şi $\overline{\rho}_E$ la N_S, N_C, N_{BO} şi N_{EO} se face folosind curbele lui Irvin [11].

Fenomene de volum la transistoarele planare

Funcţionarea esenţială (activă) a transistoarelor planare se bazează pe fenomene de volum (injecţie de purtători minoritari şi recombinare). Aceste fenomene sînt aceleaşi ca şi la celelalte tipuri tehnologice de transistoare (crescute, aliate etc. [12]).

Apar însă două aspecte esenţiale pentru teoria şi calculul de proiectare al acestor dispozitive.

a) Profilul de impurităţi descris de relaţia (1) este dificil de mînuit în calcule în comparaţie cu profilul abrupt cunoscut de la transistoarele aliate; cu atît mai mult, profilul de impurităţi care ţine seamă de difuzia în două trepte este practic imposibil de manipulat fără ajutorul calculatoarelor electronice.

b) Datorită tendinţei actuale spre transistoare cu geometrie orizontală tot mai restrînsă şi cu bază tot mai subţire, transistoarele planare lucrează în condiţii de nivele mari de injecţie chiar şi la valori moderate ale curenţilor (în plinul caracteristicilor statice specificate). În consecinţă, aproximaţiile curente folosite pentru calculul dispozitivului, bazate pe teoria clasică — de nivele mici de injecţie — a lui Shockley, nu mai sînt valabile. Un calcul îngrijit, care să urmărească şi optimizarea performanţelor, nu se mai poate face fără ajutorul calculatoarelor electronice [13].

În continuare, se vor prezenta sumar particularităţile privind fenomenele de volum la transistoarele planare, considerîndu-se cunoscute principiile funcţionării dispozitivelor bipolare [14], [15], [4]. Această prezentare urmăreşte indicarea fenomenelor fizice de volum specifice transistoarelor planare care trebuie luate în considerare în calculul de proiectare a transistoarelor planare.

Notă. Calculul de proiectare a structurii fizice a unui transistor planar trebuie să determine parametrii profilului de impurităţi şi ai geometriei orizontale definiţi anterior. Dintre aceştia, grosimea şi rezistivitatea substratului nu fac obiectul unui calcul propriu-zis. Astfel, grosimea substratului este determinată de condiţia de rezistenţă mecanică a plachetei de siliciu în timpul manipulărilor tehnologice şi are de obicei valoarea de 100—150 microni; rezistivitatea substratului se alege între 0,001 şi 0,01 Ω cm, valoarea aleasă fiind determinată de consideraţii tehnologice (creşterea epitaxială) şi nu de condiţiile privind funcţionarea transistorului.

1. *Tensiunea de străpungere a joncţiunii colector-bază*

Joncţiunile planare (adică joncţiunile obţinute prin difuzie prin mască de oxid) prezintă

o tensiune de străpungere prin multiplicarea în avalanşă mai mică decît joncţiunile plane cu acelaşi profil de impurităţi (o joncţiune difuzată plană se poate obţine prin tehnologia „mesa"). Această proprietate a fost explicată pe baza curburii joncţiunii metalurgice în regiunea ei de lîngă muchia ferestrei în oxid prin care s-a făcut difuzia; în regiunea

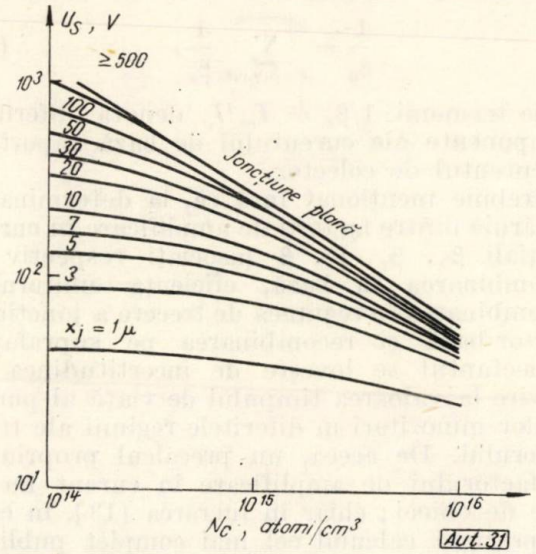


Fig. 4. Tensiunea de străpungere a joncţiunilor planare abrupte, cu siliciu, în funcţie de concentraţia de impurităţi a regiunii mai slab dopate şi de adîncimea joncţiunii.

curbă a joncţiunii există un cîmp electric (cilindric sau sferic) mai intens decît în regiunea plană a joncţiunii, care face ca străpungerea joncţiunii în întregime să apară la o tensiune mai mică. În figura 4 se dau curbe ale tensiunii de străpungere în funcţie de concentraţia de impurităţi a regiunii slab dopate şi de adîncimea joncţiunii, pentru joncţiuni abrupte cu siliciu [16]. Aceste curbe pot fi folosite, într-o primă aproximaţie, în calculul de proiectare a transistoarelor planare. Pentru calcule mai exacte se poate recurge la lucrările [17] şi [18], în care se analizează acelaşi fenomen, ţinînd în considerare şi efectul gradientului finit al concentraţiei de impurităţi.

În ceea ce priveşte tensiunea de pătrundere, aceasta nu este limitativă la transistoarelor planare, din cauza dopării puternice a bazei în regiunea ei de lîngă emitor. Un calcul de verificare pentru tensiunea de pătrundere poate fi făcut folosind curbele lui Lawrence şi Warner [19], care dau lărgimea regiunii de sarcină spaţială şi împărţirea ei pe cele două regiuni ale joncţiunii pentru o joncţiune difuzată, în funcţie de parametrii profilului de impurităţi.

2. *Curentul de colector la nivele mici de injecţie; fenomenul de aglomerare a emitorului*

Profilul de impurităţi al transistoarelor planare complică mult calculul curenţilor prin transistor, chiar în cazul cel mai simplu al regimului staţionar. Pe de altă parte, numărul mare de variabile care intervin în acest calcul — în cazul profilului (1) x_E, x_B, N_{EO}, N_{BO} N — face impracticabilă metoda ilustrării grafice, sub forma unor curbe universale, a rezultatelor calculului exact.

La curenţi foarte mici — adică la curenţii din plinul regiunii de cădere de la curenţi mici a factorului de amplificare în curent β_0 — curentul de colector poate fi calculat folosind aproximaţia lui Moll şi Ross [20], care constă în considerarea joncţiunilor emitor-bază şi colector-bază ca fiind abrupte şi neglijarea recombinării în bază; pentru un transistor n-p-n, această aproximaţie conduce la relaţia:

$$I_C = A_E \frac{e D_n \cdot n_i^2}{\int_{x_E}^{x_B} N_A(x)\, dx} \exp\left(\frac{e|U_{EB}|}{kT}\right), \qquad (4)$$

unde:

A_E este suprafaţa emitorului;
D_n — constanta de difuzie a electronilor în bază;
n_i — concentraţia intrinsecă de impurităţi;
U_{EB} — tensiunea emitor-bază;
k — constanta lui Boltzmann;
T — temperatura absolută.

Se observă uşor că relaţia (4) este generalizarea cunoscutei relaţiei din teoria elementară a transistorului abrupt, dedusă în aceeaşi ipoteză a neglijării recombinării în bază:

$$I_C = A_E \frac{e D_n n_p}{w} \exp\left(\frac{e|U_{EB}|}{kT}\right) = A_E \frac{e D_n n_i^2}{w N_A} \exp\left(\frac{e|U_{EB}|}{kT}\right), \qquad (5)$$

unde w este grosimea bazei.

În cazul distribuţiei (1), integrala de la numitorul expresiei (4) se poate calcula uşor sub forma:

$$\int_{x_E}^{x_B} N_A(x)\, dx = \frac{1}{\sqrt{\pi}} \left\{ N_{BO} L_B \left[\exp\left(-\frac{x_E^2}{L_B^2}\right) - \exp\left(-\frac{x_B^2}{L_B^2}\right) \right] - N_{EO} L_E \left[\exp\left(-\frac{x_E^2}{L_E^2}\right) - \exp\left(-\frac{x_B^2}{L_E^2}\right) \right] \right\}. \qquad (6)$$

La curenţi moderaţi — adică la curenţii din jurul maximului curbei factorului de amplificare în curent β_0 în funcţie de curentul în colector — trebuie să se ţină seamă de fenomenul de concentrare a injecţiei pe periferia emitorului (numit în mod curent „aglomerarea

emitorului"), datorită polarizării neuniforme a joncţiunii emitor-bază pe lăţimea ei, ca urmare a căderii de tensiune transversale produse de curentul de bază (fig. 5). Pentru geometria interdigitată cu o singură bandă pentru emitor

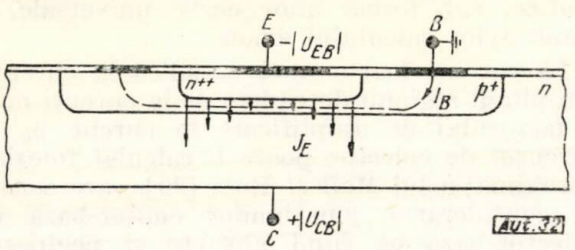


Fig. 5. Figură pentru ilustrarea efectului de aglomerare a emitorului. Săgeţile indică sensul real (corespunzător mişcării electronilor injectaţi) al curentului de emitor.

acest fenomen se ia în calcul [21], [22] modificînd relaţia (4) în felul următor :

$$I_C = A_E \frac{e\, D_n\, n_i^2}{\int_{x_E}^{x_B} N_A(x)\, dx} \exp\left(\frac{e\,|U_{EB}|}{kT}\right) \cdot \frac{\sin Z \cos Z}{Z}, \tag{7}$$

unde Z este o variabilă care se determină din ecuaţia transcendentă :

$$Z^2 \sec^2 Z = \frac{I_{ES}}{I_o} \exp\left(\frac{e\,|U_{EB}|}{kT}\right); \tag{8}$$

în această relaţie :

$$I_{ES} = A_E \frac{e\, D_n\, n_i^2}{\int_{x_E}^{x_B} N_A(x)\, dx}; \tag{9}$$

$$I_o = 4\beta_0 \frac{l_E}{h} \cdot \frac{kT/e}{R_{SB}}, \tag{10}$$

unde :

β_0 este factorul de amplificare în curent, static, al transistorului în jurul maximului curbei $\beta_0 = \beta_0(I_C)$;
h — semilăţimea emitorului ;
l_E — lungimea emitorului.

Corecţia introdusă de factorul de aglomerare $\frac{\sin Z \cos Z}{Z}$ în (7) este importantă, ea putînd fi chiar de ordinul 1 : 10 în domeniul de curenţi în care efectele de nivele mari de injecţie (modulaţia conductivităţii bazei) nu contează.

Implicaţiile fenomenului de aglomerare a emitorului sînt deosebit de importante : capabilitatea de ţinere în curent a transistorului este determinată de perimetrul emitorului şi nu de aria lui. Această observaţie a condus la elaborarea geometriilor cu raport mare perimetru/arie (interdigitate, „overlay", „plasă" etc.) în domeniul transistoarelor de putere şi chiar în domeniul puterilor mici (geometrie interdigitată).

3. *Factorul de amplificare în curent, static* β_0

Din punct de vedere ingineresc, factorul de amplificare în curent, static, β_0 se determină sub forma [3], [4], [15] :

$$\frac{1}{\beta_0} = \sum_{k=\beta,\gamma,r,s} \frac{1}{\beta_k}, \tag{11}$$

unde termenii $1/\beta_k = I_{Bk}/I_C$ denotă diferitele componente ale curentului de bază raportate la curentul de colector.

Trebuie menţionat însă că, la determinarea fiecăruia dintre factorii de amplificare în curent parţiali β_β, β_γ, β_r, β_s (asociaţi respectiv cu recombinarea în bază, eficienţa emitorului, recombinarea în regiunea de trecere a joncţiunii emitor-bază şi recombinarea pe suprafaţă), proiectantul se loveşte de incertitudinea cu privire la valoarea timpului de viaţă al purtătorilor minoritari în diferitele regiuni ale transistorului. De aceea, un precalcul propriu-zis al factorului de amplificare în curent nu se face de obicei ; chiar în lucrarea [13], în care se prezintă calculul cel mai complet publicat pînă în prezent al unui transistor planar, β_0 se calculează dînd „din buzunar" valoarea timpului de viaţă al purtătorilor minoritari în bază, astfel încît curbele teoretice $\beta_0(I_C)$ să se aproprie cît mai mult de curbele experimentale.

Se pot face următoarele aprecieri calitative cu privire la valoarea factorului de amplificare în curent :

a) Valoarea maximă a lui β_0 este determinată în esenţă de eficienţa emitorului, prinsă în formula (11) prin termenul $1/\beta_\gamma$. În afară de proprietatea, cunoscută de la transistoarele abrupte, că β_γ este cu atît mai mare cu cît doparea emitorului este mai puternică decît a bazei (la un timp de viaţă dat în bază), la transistoarele planare apare următoarea proprietate importantă : în regiunea emitorului există un cîmp electric intern (datorită dopării neuniforme) care se opune curentului de purtători minoritari injectaţi din bază în emitor [23]. Aceste efect este favorabil ; este de aşteptat ca din două transistoare cu aceiaşi N_{EO}, N_{BO}, N_C şi $w = x_B - x_E'$, acela cu joncţiunea emitor-bază mai puţin adîncă (x_E mai mic) să prezinte o eficienţă a emitorului mai mare [13]

b) În domeniul curenţilor mici, β_0 scade în principal din cauza creşterii importanţei termenului $1/\beta_s$; proprietăţile şi implicaţiile recombinării pe suprafaţă sînt analizate în partea a doua a acestei serii de articole.

c) La curenţi mari, β_0 scade din cauza modulaţiei conductivităţii bazei, ca şi la transistoarele aliate. La transistoarele de arie foarte

mică (transistoare de frecvenţă foarte înaltă) este posibil să se obţină căderea lui β_0 în domeniul curenţilor moderaţi (unde modulaţia conductivităţii bazei nu este prezentă) datorită acţiunii combinate a diodei laterale emitor-bază şi aglomerării emitorului [9].

4. *Fenomene la nivele mari de injecţie*

Dintre fenomenele la nivele mari de injecţie, modulaţia conductivităţii bazei a fost amintită în legătură cu scăderea factorului de amplificare în curent. Acelaşi fenomen are implicaţii şi asupra aglomerării emitorului; conductivitatea bazei crescînd la curenţi mari, efectul de „strangulare" a suprafeţei active a emitorului tinde să fie compensat şi se ajunge la o distribuţie de curenţi limită, practic independentă de nivelul de injecţie. O apreciere cantitativă simplificată a acestui efect se găseşte în lucrarea [24].

Un alt fenomen care apare la nivele mari de injecţie este efectul Kirk [25], care constă în modificarea limitelor regiunii de sarcină spaţială a colectorului ca urmare a schimbării distribuţiei sarcinii electrice în această regiune în prezenţa curentului injectat. Prin acest efect, marginea dinspre bază a regiunii de trecere a joncţiunii colector-bază este împinsă spre colector, rezultînd o creştere a lărgimii efective a bazei. Efectul Kirk se manifestă experimental prin scăderea frecvenţei limită a transistorului la curenţi de colector mari. Acelaşi efect mai conduce la scăderea capacităţii de barieră a colectorului la curenţi mari [26].

Fenomenele la nivele mari de injecţie sînt dificil de prins în calcul la transistoarele planare. La transistoarele cu joncţiuni abrupte, teoria acestor fenomene se făcea după procedeul clasic de împărţire a transistorului în regiuni neutre şi regiuni de sarcină spaţială. La transistoarele planare însă, baza este subţire, iar profilul de impurităţi se abate mult de la cel ideal (abrupt), astfel încît împărţirea transistorului în regiuni neutre şi regiuni de sarcină spaţială devine problematică. Este de dorit să se facă o teorie unitară a transistorului integrînd ecuaţiile care descriu funcţionarea lui pe întreg dispozitivul şi punînd condiţii la limită numai la contacte. Un procedeu de calcul iterativ pentru integrarea acestor ecuaţii diferenţiale de ordinul doi, neliniare) a fost schiţat de Gummel [27] şi a fost aplicat ulterior extensiv, atît la transistoare [13], cît şi la diode [28]. Descrierea procedeului iterativ de calcul depăşeşte cadrul articolului de faţă. Este important de menţionat că, procedînd în acest fel, efectele care apar la nivele mari de injecţie sînt prinse automat în calcul. În figura 6 se dau curbele potenţialului electric rezultate printr-un asemenea calcul [27] pentru un transistor p-n-p cu $N_{E0} = 10^{19}$ atomi/cm^3, $N_{B0} = 10^{16}$ atomi/cm^3, $N_C = 10^{13}$ atomi/cm^3, $x_E = 1\mu$, $x_B = 2{,}8\mu$, la două valori ale tensiunii de polarizare a joncţiunii emitor-bază. Se observă că, cu oarecare îngăduinţă, la acest transistor mai pot fi deosebite două regiuni de sarcină spaţială, care se recunosc

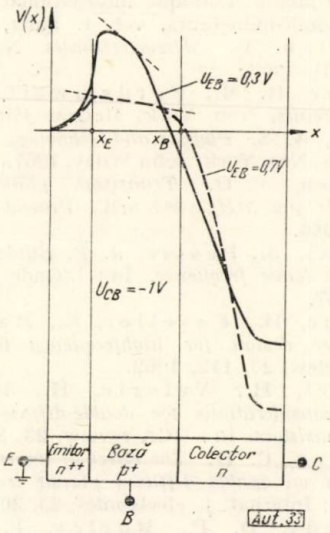


Fig. 6. Variaţia potenţialului electric într-un transistor planar, pentru două valori ale tensiunii emitor-bază.

după gradientul pronunţat al potenţialului; în regiunea bazei se poate considera o variaţie liniară a potenţialului, deci un cîmp constant-aproximaţie folosită în unele metode de proiectare [29]. De asemenea, efectul Kirk apare bine în evidenţă.

Concluzii

S-au prezentat unele dintre problemele transistoarelor planare legate de fenomenele de volum, urmărindu-se schiţarea particularităţilor esenţiale pentru înţelegerea comportării lor şi pentru calculul de proiectare a structurii lor fizice.

Se remarcă în principal problemele legate de structura profilului de impurităţi şi cele legate de funcţionarea la nivele mari de injecţie. Aceste probleme complică serios calculul de proiectare, astfel încît un calcul unitar (care să ţină seamă simultan de toate fenomenele care apar) este practic imposibil de făcut fără ajutorul calculatoarelor electronice. În practica de uzină se poate lucra, totuşi, cu modele aproximative, simplificate în care se ţine seamă de fenomenul esenţial într-o situaţie dată. Aceste modele pot conduce la rezultate realiste, în concordanţă cu experienţa, cu condiţia ca proiectantul să dovedească o înţelegere profundă a funcţionării transistorului, pentru a discerne acele fenomene care sînt esenţiale şi pentru a-şi alege din literatură aproximaţiile

corecte, bazate pe ipoteze realiste şi potrivite situaţiei care intervine la transistorul în chestiune.

BIBLIOGRAFIE

[1] Grinich, V. H., Hoerni, J. A. *The planar transistor family.* Colloque international sur les dispositifs à semiconducteurs, vol. 1. Paris, 1961, p. 132.

[2] Keonjian, E. *Microelectronics.* New York, McGraw-Hill, 1963.

[3] Warner, R. M., Fordemwalt, J. N. *Integrated circuits.* New York, McGraw-Hill, 1965.

[4] Grove, A. S. *Physics and technology of semiconductor devices.* New York, John Wiley, 1967.

[5] Bulucea, C. D. *Transistor planar-epitaxial cu siliciu, de 200 MHz, 300 mW.* Proiect I.P.R.S.—Băneasa, 1966.

[6] Belmas, J., Pestie, J. P. *Étude d'un transistor pour tres haute fréquence.* În: L'Onde électrique, 47, 368, 1967.

[7] Veloric, H., Fuselier, C., Rauscher, D. *Base-layer design for highfrequency transistors.* În: RCA review, 23, 112, 1962.

[8] Kressel, H., Veloric, H., Blicher, A. *Design considerations for double-diffused silicon switching transistors.* În: RCA review, 23, 587, 1962.

[9] Bulucea, C. D. *The effect of the emitter-base lateral diode on double diffused planar transistor current gain.* În: Internat. j. electronics, 23, 201, 1968.

[10] Kennedy, D. P., Murley, P. C. *Impurity atom distribution from a twostep diffusion process.* În: Proc. IEEE, 52, 624, 1964.

[11] Irvin, J. C. *Resistivity of bulk silicon and of diffused layers in silicon.* În: Bell syst. techn. j., 41, 387, 1962.

[12] Bulucea, C. *Asupra clasificării şi terminologiei tipurilor transistoarelor bipolare.* În: Automatica şi Electronica, 12, 179, 1968.

[13] Ghosh, H. N., De la Moneda, F. H. Dono, N. R. *Computer—aided transistor design, characterization and optimization.* În: Solid — st. electron., 10, 705, 1967.

[14] Drăgănescu, M. *Procese electronice în dispozitive semiconductoare de circuit.* Bucureşti, Ed. Academiei R.P.R., 1962.

[15] Phillips, A. B. *Transistor engineering.* New York, McGraw-Hill, 1962.

[16] Leistiko, O., Grove, A. S. *Breakdown voltage of planar silicon junctions.* In: Solid-st. electron., 9, 947, 1966.

[17] Sze, S. M., Gibbons, G. *Effect of junction curvature on breakdown voltage in semiconductors.* In: Solid-st. electron., 9, 831, 1966.

[18] Kennedy, D. P., O'Brien, R. R. *Avalanche breakdown calculations for planar p-n junction.* În: IBM j. res. and dev., 10, 213, 1966.

[19] Lawrence, H., Warner, R. M. *Diffused junctions depletion layer calculation.* In: Bell syst. techn. j., 39, 389, 1960.

[20] Moll, J. L., Ross, I. M. *The dependence of transistor parameters on the distribution of base layer resistivity.* În: Proc. IRE, 44, 72, 1956.

[21] Hauser, J. R. *The effects of distributed base potential on emitter current injection density and effective base resistance for stripe transistor geometries.* În: IEEE trans. electron. devices, ED—11, 239, 1964.

[22] Ghosh, H. N., *A distributed model of the junction transistor and its application in the prediction of the emitter-base diode characteristic, base impedance and pulse response of the device.* In: IEEE, trans. electron. devices, ED—12, 513, 1965.

[23] Klein, Melvin. *Injection efficiency in double diffused transistors.* În: Proc. IRE, 49, 1708, 1961.

[24] Thornton, R. D., Dewitt, D. E., Gray, P. E., Chenette, E. R. *Characteristics and limitations of transistors* (Semiconductor electronics education committee, vol. 4). New York, John Wiley, 1966.

[25] Kirk, C. T. *A theory of transistor cutoff frequency (f) fall off at high current densities.* În: IRE trans. electron. devices, ED—9, 474, 1962.

[26] Josephs, H. C. *The dependence of collector capacitance on collector current.* În: Proc. IEEE, 55, 585, 1967.

[27] Gummel, H. K., *A self-consistent iterative scheme for onedimensional steady-state transistor calculations.* În: IEEE trans. electron. devices, ED—11, 445, 1964.

[28] De Mari, A. *An accurate numerical steady-state onedimensional solution of the p-n junction.* În: Solid-st. electron., 11, 33, 1968.

[29] Lynn, D. K., Meyer, C. S., Hamilton, D. J. *Analysis and design of integrated circuits.* New York, McGraw-Hill, 1967.

NOTĂ

Ing. I. PAPADACHE

Aspecte practice în legătură cu aparatura de automatizare pneumatică şi electronică

Competiţia între aceste aparaturi prezintă interes pentru noi fiindcă actualmente industria noastră fabrică aparatură de automatizare de tip electronic. Informaţiile care urmează sînt extrase din diferite publicaţii recente şi se referă la următoarele aspecte ale acestei competiţii: cost, siguranţă în funcţionare, întreţinere.

Volumul de fabricaţie estimat, dat de un producător important, este arătat în figura 1, din care rezultă că, în 1971,

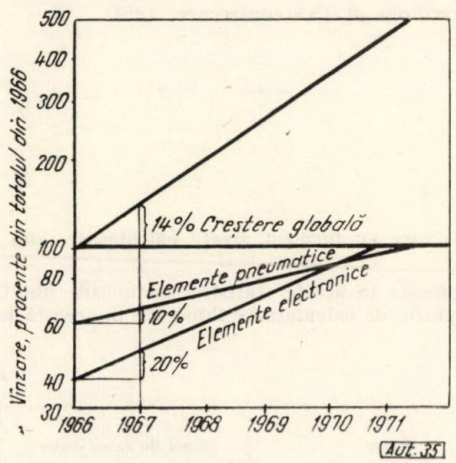


Fig. 1. Creşterea vînzărilor de aparatură pneumatică şi electronică [1].

fabricaţia de elemente electronice va depăşi ca valoare fabricaţia de elemente pneumatice [1].

În ce priveşte costul total al unei automatizări, se pare că diferenţele sînt nesemnificative între cele două tipuri de aparate [2]. Costul aparatelor care constituie buclele de reglare, excluzînd părţile comune, şi pentru un echipament comparabil (de exemplu pentru o reglare de temperatură cuprinzînd în componenţa electronică o termorezistenţă, un convertor rezistenţă/curent, un înregistrator, un regulator PID, un robinet pneumatic cu convertor curent/presiune şi poziţioner) este mai scump realizat electronic decît pneumatic, şi anume:

pentru temperatură	cu	30%;
pentru presiune	cu	36%;
pentru debite	cu	24%;
pentru nivele	cu	32%.

Se poate deci considera că costul aparaturii propriu-zise este în medie cu 30% mai ridicat în soluţia electronică decît în cea pneumatică.

În ce priveşte costul instalaţiei de pe teren, în soluţia electronică el este mai redus decît în cea pneumatică [3]. Fabricarea panourilor este de asemenea mai scumpă în soluţia pneumatică, fabricanţii încărcînd cu aproximativ 50% panourile cu aparatură pneumatică. Experienţa a arătat că pentru mîna de lucru trebuie luat, în cazul elementelor pneumatice, aproximativ 50% din costul total al aparaturii — panouri, elemente, cablurile din instalaţie — şi numai 15% în soluţia electronică. În tabela 1 se indică aceste diferite costuri în dolari pentru o instalaţie tehnologică a cărei investiţie globală este de 15 milioane dolari [1].

Dacă producţia de elemente electronice va avea ritmul de creştere prevăzut în figura 1, este de aşteptat ca diferenţa de preţ iniţial faţă de elementele pneumatice să se reducă şi deci ca în cele din urmă costul unei automatizări electronice să fie mai redus decît al uneia pneumatice.

În ce priveşte siguranţa în funcţionare, aceasta este foarte bună pentru elementele pneumatice de fabricaţie îngrijită. Progresele în această direcţie sînt însă limitate pentru că în concepţia acestei aparaturi s-a ajuns oarecum la un plafon;

Tabela 1

Cost	Pneumatic	Electronic
A. Investiţia globală	51 000 000	15 000 000
B. Aparatură		
— 4% din A pentru pneumatic	600 000	
— pentru electronic se adaugă 30%		780 000
C. Echipament auxiliar 10% din B	60 000	78 000
D. Manoperă		
— pneumatic 50% din B + C	330 000	
— electronic 15% din B + C		128 700
E. Costul total al instalaţiei	990 000	986 700
F. % faţă de investiţia globală	6,6%	6,6%

prezenţa aerului instrumental influenţează siguranţa în funcţionare a acestei aparaturi şi o asemenea aparatură cuprinde numeroase piese în mişcare.

Ne putem aştepta să se obţină cu aparatura electronică o mai mare siguranţă în funcţionare. Chiar în stadiul actual aparatura electronică are o siguranţă în funcţionare cel puţin egală cu aceea pneumatică şi ţinînd seamă că cuprinde un număr mai redus de piese în mişcare, viitorul din acest punct de vedere aparţine elementelor electronice.

Aspectele întreţinerii sînt complexe. Proiectarea corectă a panourilor pentru aparatura electronică permite o ridicare rapidă şi simplă a deranjamentelor [4]. Întreţinerea preventivă este mult mai redusă în cazul cînd se întrebuinţează elemente statice. Totuşi o instalaţie electronică cuprinde deseori elemente de execuţie pneumatice şi unele bucle de reglare locale pneumatice. Elementele de execuţie pneumatice necesită o întreţinere redusă, de aproximativ 5 ori mai redusă decît elementele de execuţie electrohidraulice. Prezenţa locală a aerului instrumental pentru ventilele pneumatice rezolvă alimentarea unor bucle de reglare pneumatice a căror importanţă este redusă şi care se pot realiza convenabil cu aparatură pneumatică cu caracteristică P la regulatoare. Aducerea acestor regulatoare la un panou central constituie soluţie costisitoare şi nefolositoare. Dacă se examinează întreţinerea pe categoriile de bucle de reglare, se constată următoarele [1], [5]:

— întreţinerea unei bucle de reglare pentru temperatură este mai redusă cu aparatura electronică;

— pentru reglările de debit este o diferenţă nesemnificativă, în ce priveşte întreţinerea, între o buclă electronică şi una pneumatică;

— în reglările de presiune, şi în sistemul electronic şi în acel pneumatic elementul sensibil se bazează actualmente pe aceleaşi principii şi întreţinerea este aproximativ aceeaşi; este însă de aşteptat că introducerea elementelor statice, ca elementele sensibile piezoelectrice, să creeze un avantaj pentru aparatura electronică;

— în situaţia actuală, măsurarea nivelului este punctul slab al unui sistem electronic; este însă de aşteptat şi în această

direcţie realizarea de aparatură electrică statică avînd un cost competitiv.

Din punct de vedere al reţelei de legătură, cablurile multifilare electrice implică o întreţinere mai redusă decît tuburile de cupru pneumatice şi constituie o soluţie mai suplă pentru modificări sau adăugiri ulterioare.

În sfîrşit în alegerea tipului de aparatură trebuie să se ţină seama şi de unele situaţii speciale. Aparatura electronică uşurează introducerea de calculatoare sau de data-logger. Dacă distanţele sînt mari, întîrzierile produse de liniile de legătură pneumatice pot fi incompatibile cu o reglare cu bune performanţe. În procesele care au prezent hidrogenul, aparatura pneumatică prezintă incontestabile avantaje. În instalaţiile criogenice este însă avantajoasă aparatura electronică.

Toate acestea arată că, în stadiul actual al tehnicii, pentru asemenea cazuri speciale trebuie deci o examinare amănunţită a posibilităţilor ambelor sisteme.

BIBLIOGRAFIE

[1] H i l e m a n, J. R. *Pratical aspects of electronic instruments.* In: Instrum. techn., mai 1968.
[2] K a r p, H. R. *Electronic process control systems.* În: Control eng., nov 1958.
[3] T e e d, J. T. *Comparative installation costs for miniature pneumatic and electronic instruments.* Proceedings of ISA conference, 1961.
[4] H o u g h, L. R. *Maintenance considerations in control panel design.* Proceedings of national ISA instrumentation maintenance symposium, apr. 1966.
[5] F o g g, G. S. *Pneumatic or electronic control systems.* Proceedings of ISA conference, 1961.

ACTUALITĂŢI

Calculatoare care conduc procese tehnologice

O statistică recentă [1] arată că numărul de asemenea calculatoare în funcţiune a crescut foarte mult în iulie 1968 în comparaţie cu situaţia din mai 1967, şi anume cu peste 100 %. Trebuie însă observat că în această nouă statistică sînt cuprinse şi domenii noi — transport, tehnică spaţială, verificări de producţie — care nu erau cuprinse în vechea statistică. Pe de altă parte nu sînt cuprinse calculatoare mici — minicalculatoare — al căror cost este sub 10 000 de dolari.

Pe ramuri industriale situaţia este prezentată în tabela 1.

Tabela 1

	Creştere 1967 — 1968		
	1968	S.U.A.	total
Chimie şi petrol	562	105	176
Metalurgie	397	43	137
Sisteme energetice	504	122	180
Ciment şi sticlă	39	29	39*
Hîrtie, cauciuc, textile	31	15	31*
Construcţii de maşini	143	118	143*
Verificări	32	16	32*
Transport	77	9	77
Tehnica spaţială	148	127	148
Cercetare	176	94	176
Diverse	781	44	180
T o t a l	2 890	722	1 319

* În această statistică sînt şi unele necorespondenţe, care provin şi din imposibilitatea de a repartiza corect calculatoarele trecute sub rubrica „diverse".

Se observă ca creşterea este de aproximativ 100 % faţă de 1967 şi că peste 50 % din aceste calculatoare de proces s-au adăugat în S.U.A.

În unele domenii, şi anume: metalurgie, transporturi, cercetare şi instalaţii cu destinaţie diversă, numărul de instalaţii realizate în restul lunii a depăşit pe acelea din S.U.A.

Firmele care au furnizat aceste calculatoare sînt date în tabela 2.

Nu figurează în aceste statistici instalaţiile din U.R.S.S. şi nici tipurile de calculatoare fabricate în această ţară.

Tabela 2

Firma	Tipul de calculatoare	Numărul
General Electric	GE/PAC	326
English Electric	Arch, EE, TAC Myriad, KDN, KDF	307
I B M	I B M	270
Westinghouse	Prodac	240
Scientific Data Systems	SDS, Sigma	216
Honeywell CCD	H, DDP	195
GEC — AEI	GEC, CAE, AEI	145
Ferranti	Argus	119
Systems Engineering Labs.	SEL	191
Digital Equipment Corp.	PDP	117
Siemens	Siemens	115
Bunker — Ramo	BR	91
Bailey Meter	Bailey	74
Toshiba	Tosbac	48
Hitachi	Hitac, Hicom, Hidic	45
Control Data	CDC	43
Leeds, Northmp.	LN	40
Foxboro	Foxboro	40
Diverse	—	342
	T o t a l	2 892

BIBLIOGRAFIE

[1] *On-line computer scorecard updated.* In: Control eng., iul. 1968.

Optimizare şi reglare întrebuinţînd calculatoare numerice

În cele ce urmează se descriu trei procese importante din industria chimică şi petrolieră în care introducerea conducerii prin calculator s-a dovedit eficientă [1].

— *Cracare catalitică.* În acest proces utilajele principale sînt: reactorul, regeneratorul catalitic şi coloana de fracţionare (fig. 1). Mai multe substanţe sosesc sau pleacă din aceste vase, provocînd deci o mare interdependenţă între ele. Conducerea acestui proces cu ajutorul calculatoarelor se referă atît la optimizare, cît şi la reglarea propriu-zisă (D.D.C.).

Optimizarea se referă la alimentarea cu materie primă nouă, debitul de recirculare, temperatura reactorului, temperatura de preîncălzire a alimentării, nivelul în reactorul de cataliză,

presiunea în reactor şi distribuţia produselor din coloana de fracţionare, dintre care primele trei mărimi sînt cele importante.

Timpii mari necesari transportului complică reglarea regeneratorului. Din această cauză, experienţa a arătat că este

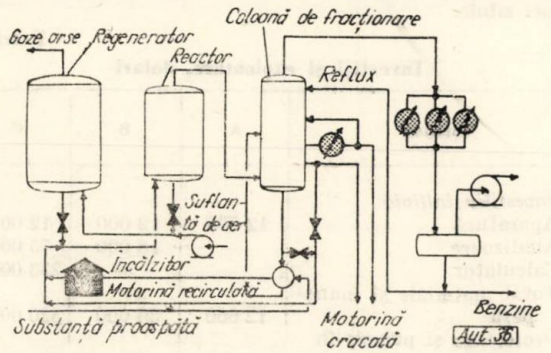


Fig. 1. Calculatorul asigură desfăşurarea procesului de cracare catalitică la capacitatea maximă a utilajelor.

necesară o reglare cu previziune şi în felul acesta se poate compensa efectul timpilor morţi din proces.

Această combinaţie de optimizare şi reglare a dat bune rezultate. Reglarea reduce variaţiile parametrilor mărind producţia, iar optimizarea face posibilă funcţionarea în condiţii avantajoase, cît mai aproape de constrîngerile impuse.

— *Instalaţie chimică cu o recirculare de mare volum.* În figura 2 se arată un proces în care se introduc două materii prime A şi B. Substanţa B este disponibilă nelimitat şi este

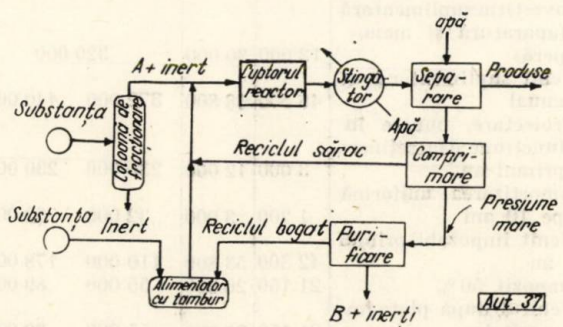


Fig. 2. În instalaţiile chimice cu un mare volum recirculat, calculatorul poate realiza o încărcare maximă a reactoarelor şi o repartizare optimă a materiei prime între secţii.

ieftină, în timp ce substanţa A are un debit limitat şi depinde de unele condiţii suplimentare, precum puritatea. Studierea iniţială unui asemenea proces a scos în evidenţă trei funcţiuni de optimizare cu avantaje economice bine stabilite, şi anume: distribuţia după compresor, purificarea şi debitul prelucrat. Un studiu mai amănunţit a arătat însă că pentru două dintre aceste optimizări — distribuţia şi purificare — nu este necesar un calculator, fiind suficiente instalaţii de tip convenţional. În ce priveşte a treia optimizare, şi anume obţinerea unui debit maxim prelucrat, s-a conceput şi realizat la început o optimizare cu calculator off-line. Diferenţa obţinută cu programul optim faţă de trecut a fost suficientă pentru a justifica introducerea calculatorului, cu toate că s-a obţinut numai jumătate din beneficiile estimate în cazul funcţionării on-line. Diferite alte optimizări — precum repartiţia materiei prime între diferitele unităţi în condiţiile reale de funcţionare ale fiecăreia — care au necesitat calcule complicate au condus la o creştere certă a producţiei chiar de la început.

— *Reactor cu recirculare de hidrogen* (fig. 3). Unitatea de hidrocracare este o parte cheie din rafinărie, pentru că produce benzina componentă a amestecului şi pentru că se influenţează reciproc cu alte unităţi ale instalaţiei.

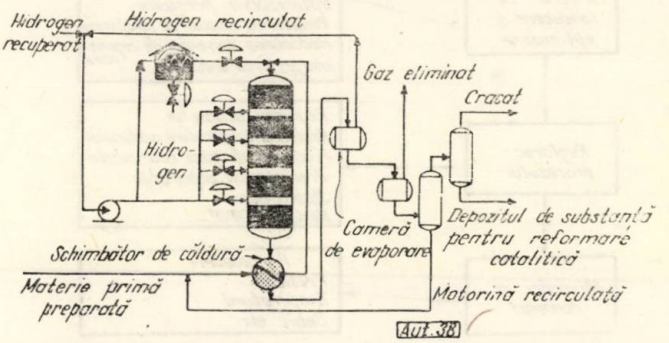


Fig. 3. În hidrocracare, calculatorul poate optimiza funcţionarea în mod economic şi regla temperatura reactorului, fie pentru a mări producţia, fie pentru a scădea producţia de hidrogen.

Conducerea prin calculator a unui proces de hidrocracare realizează numeroase funcţiuni de optimizare şi reglare, din care menţionăm:

— optimizează funcţionarea hidrocracării ţinînd seamă de posibilităţile de alimentare şi amestec;

— optimizează condiţiile de funcţionare pentru a se obţine beneficii maxime;

— reglează temperatura reactorului pentru a reduce variaţiile de debit.

Prima optimizare se realizează cu un algoritm complex de programare liniară, care include unităţile de cracare catalitică, de reformare catalitică şi de hidrocracare. A doua optimizare se referă la condiţiile optime ale repartiţiei alimentării între elementele reactoare în paralel, profilul de temperatură pentru fiecare reactor şi condiţiile de realizat pentru a obţine proporţia cerută pentru produse uşoare şi grele.

În ce priveşte sarcinile de reglare, calculatorul va înlocui reglarea convenţională realizînd funcţiuni mai complexe, precum reglări cu previziune. Principalul beneficiu obţinut prin această reglare este debitul constant.

BIBLIOGRAFIE

[1] Lane, J. W. *Four examples where process computers pay off.* In: Instrumentation techn., iul. 1968.

Asupra conducerii ierarhice a unei reformări catalitice

Într-un articol recent din această revistă [1] s-au expus concepţiile generale actuale în ce priveşte ierarhizarea conducerii prin calculator.

O asemenea concepţie este însă legată de investiţii importante care trebuie justificate prin beneficiile suplimentare obţinute. Informaţii în legătură cu acest aspect al automatizărilor industriale sînt însă rare şi din această cauză considerăm importante unele date publicate în legătură cu asemenea instalaţii [2].

Cele ce urmează se referă la un proces continuu de reformare catalitică cu patru reactoare, cu o producţie globală de 30 000 bbl/zi.

Ierarhizarea prevăzută pentru conducerea prin calculator este arătată în figura 1.

La nivelul reglărilor, funcţiunile prevăzute au de scop: menţinerea constantă a producţiei de octan, reglarea predicativă a temperaturii în cuptor. Analizele făcute asupra octanului şi RVP (reid vapor pressure), analiza alimentării au de asemenea drept rezultat ameliorarea reglării în general.

Nivelul următor cuprinde funcţiuni de conducere şi optimizare şi are de scop în principal creşterea cantităţii obţinute de octan. Modele predictive reduc mărimea şi durata scoaterilor din funcţiune, inclusiv acelea produse de schimbarea

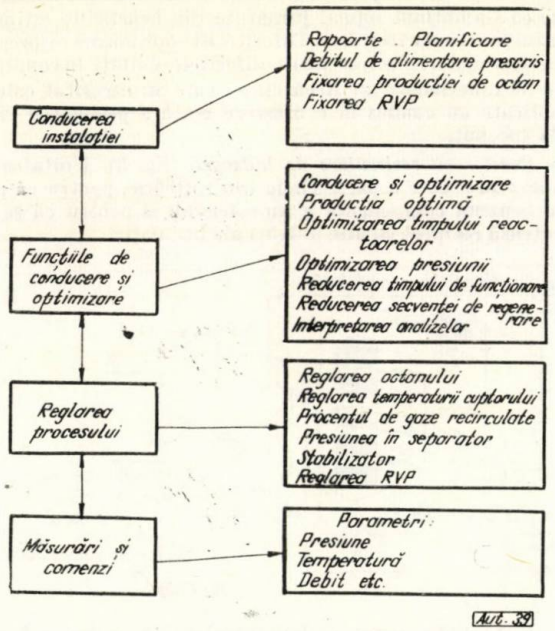


Fig. 1. Funcţiile principale ale calculatorului în conducerea ierarhică a unei unităţi de reformare [după 2].

reactoarelor. Stabilirea secvenţelor pentru regenerarea reactoarelor, precum şi pentru modificarea debitului de alimentare, necesită măsurări on-line şi programe logice. Regenerarea catalitică este programată pe baza calculelor în care se ţine seamă de activitatea din trecut a fiecărui reactor. Acest proces continuu face parte din categoria acelora în care, prin folosirea unei automatizări ierarhice, se poate obţine o îmbunătăţire de 3—5% în productivitatea instalaţiei. Acest aspect este precizat în informaţiile care urmează, în care s-a considerat că îmbunătăţirile pot fi obţinute prin trei alternative, şi anume :

A. îmbunătăţirea automatizării convenţionale ;

B. adăugarea de analizoare suplimentare în flux continuu, inclusiv îmbunătăţirea A ;

C. utilizarea, în plus faţă de B, a unui calculator numeric cu o conducere ierarhică şi a mai multe analizoare.

Beneficiile brute obţinute cu aceste alternative sînt indicate în tabela 1 şi se referă la o instalaţie avînd o alimentare de 30 000 bbl/zi.

Implicaţiile investiţiilor respective sînt arătate în tabela 2.

Rezultatele economice în ansamblu sînt arătate în tabela 3, care prezintă un interes în plus şi pentru că pune în evidenţă un procedeu american pentru a face calculele care să stabilească eficienţa economică a acestor instalaţii. Beneficiile brute au fost calculate pe baza tabelei 1 pentru 344 zile de producţie.

Cele două coloane de sub varianta C se refera la extremele venitului suplimentar din tabela 1, coloana C, şi anume prima la un venit suplimentar de 1 080 dolari zilnic şi a doua la 1 280 dolari zilnic.

Tabela 1

Estimaţii asupra beneficiilor brute, dolari/zi

	Maxim teoretic	Alternativa A	Alternativa B	Alternativa C
Reglare octan	250	75	100	225
Îmbunătăţirea producţiei	300	60	75	275
Programarea regenerării	200	0	0	180
Optimizarea alimentării	700	0	25	400—600
Total	1 450	135	200	1 080—1 280

Tabela 2

Investiţi şi exploatare, dolari

Varianta	A	B	C
Investiţia iniţială			
Aparatură	12 000	12 000	12 000
Analizoare	—	18 000	75 000
Calculator	—	—	233 000
Total materiale şi manoperă	12 000	30 000	320 000
Proiectare şi punere în funcţiune	2 000	8 000	200 000
Investiţie totală	14 000	38 000	520 000
Costul exploatării			
Întreţinere anuală	1 000	4 000	20 000
Revizuirea programului	—	—	10 000
Total anual	1 000	4 000	30 000

Tabela 3

Varianta	A	B	C	
Investiţia suplimentară (aparatură şi manoperă)	12 000	30 000	320 000	
Venit suplimentar brut anual	46 500	68 800	372 000	440 000
Proiectare, punere în funcţiune şi întreţinere primul an	3 000	12 000	230 000	230 000
Amortizarea uniformă pe 10 ani	1 200	3 000	32 000	32 000
Venit impozabil primul an	42 300	53 800	110 000	178 000
Impozit 50%	21 150	26 900	55 000	89 000
Venitul după plata impozitelor	21 150	26 900	55 000	89 000
Amortizare	1 200	3 000	32 000	32 000
Venit net primul an	22 350	29 900	87 000	121 000
Rest de plătit pentru investiţie	—	100	233 000	199 000
Venit suplimentar	—	68 800	372 000	440 000
Costul exploatării	—	4 000	30 000	30 000
Amortizarea	—	3 000	32 000	32 000
Venit impozabil	—	61 800	310 000	378 000
Impozitul	—	30 900	145 000	189 000
Venit după impozit	—	30 900	165 000	189 000
Amortizare	—	3 000	32 000	32 000
Venit net	—	33 900	197 000	221 000
Recuperarea investiţiei (ani) $= 1 + \frac{\text{rest investiţie}}{\text{venit net}}$	0,54	1,0	2,18	1,9

Această analiză arată că toate alternativele sînt economic interesante, soluţia C ducînd la cel mai mare beneficiu potenţial.

BIBLIOGRAFIE

[1] Papadache, I. *Conducerea proceselor tehnologice cu ajutorul calculatoarelor numerice.* În : Automatica şi Electronica, nr. 4, 1968.

[2] Silva, R. *Plant savings and the control hierarchy.* În : Instrum. and control syst., iun. 1968.

Scheme noi pentru realizarea reţelelor de amestec de benzină [1]

Cerinţele în creştere pentru combustibilul destinat mijloacelor auto, care implică realizarea unui amestec din diferite produse rafinate, au condus şi la realizarea unor noi scheme de amestec automat cu care să se asigure o eficienţă mai mare a acestui proces de amestec, atît tehnică, cît şi economică.

Schema tipică aplicată de obicei — presupunînd pentru simplificare că amestecul se face cu două fluide — este arătată în figura 1, în care A este debitul liber şi B debitul

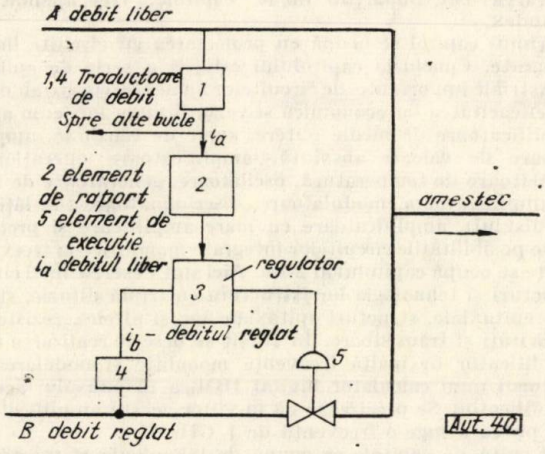


Fig. 1. Schema-bloc pentru realizarea unui amestec.

reglat. Orice perturbaţie în debitul A trebuie compensată printr-o modificare corespunzătoare în debitul B. Această compensare se face însă cu întîrziere şi deci apare un produs necorespunzător funcţie de timpul mort şi de întîrzierile din ansamblul sistemului de reglare, care poate influenţa calitatea produsului din rezervorul final şi face necesar un amestec compensator. O metodă aplicată uneori se bazează pe măsurarea imediată a calităţii amestecului şi realizarea unei bucle de reglare de compensare pe debitul B. Aceasta necesită însă realizarea unei bucle de reglare în ansamblu cu constante de timp mici şi deci un traductor de compoziţie foarte rapid.

O metodă aplicată în ultimul timp este arătată în schema din figura 2.

În acest caz din $i_0 = K_0 \int (Ki_a - i_b)\,dt$ şi deci în sistemul de reglare se tinde să se anuleze această integrală, adică ca

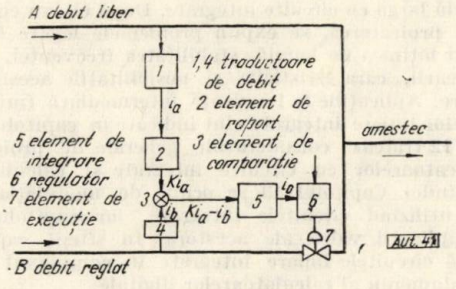


Fig. 2. Sistem pentru realizarea unui amestec cu un element integrator.

în final amestecul să fie făcut în raportul K fixat. Metoda aceasta reprezintă un progres important faţă de soluţia trecută în figura 1. În amestecurile în care se cere ca să se ajungă la echilibrul amestecului în scurt timp este necesar ca timpul de integrare al elementului integrator 5 să fie mai mic şi invers. În primul caz însă este de temut să apară saturarea acestui element la valori mari ale lui $Ki_a - i_b$ şi deci să apară erori în realizarea amestecului.

În cazurile mai complexe, procesul de amestec cuprinde şi capacitatea rezervoarelor, interblocări, programul de pornire a pompelor, programul producţiei. În unele cazuri, defecţiunile în sistemul de automatizare trebuie să asigure „fail safe" a funcţionării. În asemenea cazuri schema de automatizare este arătată în figura 3 şi cuprinde şi un calculator numeric. Deşi asemenea automatizări nu s-au realizat încă industrial, totuşi se consideră că cercetările respective vor fi aplicate

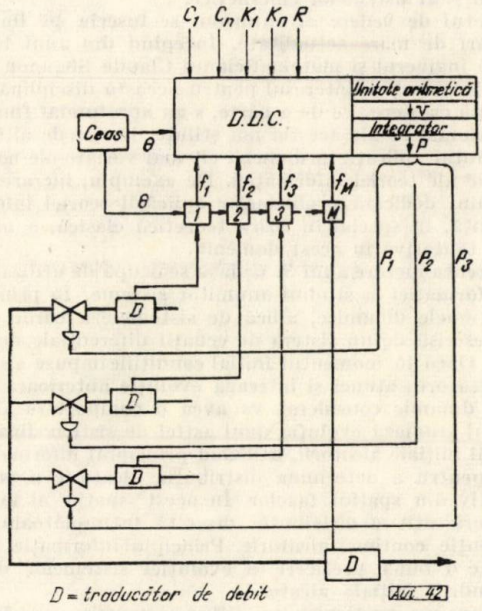


Fig. 3. Schema-bloc pentru un ansamblu de amestec realizat cu un calculator numeric şi un sistem D.D.C.

în practică în scurt timp. Un algoritm tipic pentru o asemenea soluţie este :

$$V_i = \frac{K_{p,i}}{\theta}(l_{i,n} - l_{i,(n-1)}) + K_{R,i}\, l_{i,n} + \frac{K_{D,i}}{\theta^2}[l_{i,n} - 2l_{i,(n-1)} + l_{i,(n-2)}],$$

în care :

$K_{P,i}$, $K_{R,i}$, $K_{D,i}$ sînt banda de proporţionalitate, constanta de integrare şi constanta de derivare pentru bucla i ;

θ — intervalul de testare ;

$l_{i,n} = SP_{i,n} - K_i\, OV_{i,n}$;

$SP_{i,n}$ — mărimea de referinţă a buclei i la momentul n ;

K_i — coeficientul componentei i ;

$PV_{i,n}$ — mărimea de ieşire din bucla i la momentul n.

Rezultă din cele de mai sus că există actualmente mai multe soluţii din care să se aleagă o instalaţie de amestec şi alegerea finală va depinde de consideraţii economice. Desigur că soluţia folosind un calculator numeric, datorită posibilităţilor ei mai complexe şi preciziei mai mari pe care o asigură, va fi mai scumpă în viitorul previzibil decît soluţiile analogice. Totuşi trebuie examinat dacă această investiţie nu este justificată ţinîndu-se seamă de avantajele care se obţin, mai ales în cazurile complexe.

Trebuie de asemenea avută în vedere precizia elementelor de măsură, care este importantă în oricare dintre soluţiile expuse.

BIBLIOGRAFIE

[1] Brown, R. *Consideration of various methods of in-line blending in the petroleum industry.* In : Instrum. practice, iun. 1968.

I. Papadache

RECENZII

S. Guiaşu. **Aplicaţii ale teoriei informaţiei. Sisteme dinamice. Sisteme cibernetice. Bucureşti, Editura Academiei Republicii Socialiste România, 1968, 350 p.**

Lucrarea de faţă se ocupă de aplicarea teoriei informaţiei în studiul sistemelor dinamice cu condiţii iniţiale aleatorii, precum şi al sistemelor cibernetice.

Punctul de vedere al autorului se înscrie pe linia unor cercetări de mare actualitate. Începînd din anul 1948, an în care inginerul şi matematicianul Claude Shannon a creat teoria informaţiei, interesul pentru această disciplină este în continuă creştere. Pe de o parte, s-au aprofundat fundamentele axiomatice ale acestei noi ştiinţe, iar pe de altă parte, s-au căutat aplicaţii în domenii cît mai variate ale noţiunilor centrale ale teoriei informaţiei. De exemplu, lucrarea lui L. Brillouin, dedicată problemelor aplicării teoriei informaţiei în ştiinţă, în special în fizica teoretică clasică, a marcat o primă tentativă în acest domeniu.

Prezenta lucrare a lui S. Guiaşu se ocupă de utilizarea teoriei informaţiei la studiul anumitor sisteme. În primul rînd de sistemele dinamice, adică de sistemele a căror evoluţie este descrisă de un sistem de ecuaţii diferenţiale de primul ordin. Dacă în momentul iniţial condiţiile impuse sistemului sînt aleatorii, atunci şi întreaga evoluţie anterioară a sistemului dinamic considerat va avea o comportare aleatorie. Autorul studiază evoluţia unui astfel de sistem dinamic, cu condiţii iniţiale aleatorii, utilizînd principiul informaţiei maxime pentru a determina distribuţia aleatorie a punctului figurativ din spaţiul fazelor. În acest spaţiu al fazelor se consideră atît o distribuţie discretă întîmplătoare cît şi o distribuţie continuă aleatorie. Principiul informaţiei maxime permite o bună prezicere a evoluţiei sistemelor dinamice cu condiţii iniţiale aleatorii.

Ca un caz particular se deduc sistemele care formează obiectul mecanicii statistice clasice şi, de asemenea, se dau fundamentele termodinamicii clasice.

Partea a doua a lucrării se ocupă de sistemele cibernetice, adică de sistemele la care există o reacţie. Se studiază astfel sisteme de naturi diferite, dar la care există cel puţin o conexiune inversă.

În primul rînd autorul se ocupă de problema combaterii perturbaţiilor din sistemele de comunicaţii, dînd teoremele de codificare referitoare la un singur sistem de comunicaţii şi la sisteme formate din cuplarea unor asemenea sisteme. În continuare se studiază sistemele instruibile, adică sistemele care, în interconexiune cu mediul, îşi ameliorează comportarea, „învăţînd" să dea răspunsuri adecvate. De asemenea, se studiază automate aleatorii şi sisteme cu strategii. În legătură cu aceste probleme se introduce o nouă măsură a cantităţii de informaţie, care ţine seamă nu numai de probabilităţile evenimentelor, ci şi de utilităţile acestor evenimente, ceea ce permite alegerea strategiei care conduce la informaţia maximă pentru sistemul cibernetic considerat în raport cu scopul urmărit.

Menţionăm că autorul, împreună cu acad. O. Onicescu, au introdus conceptul de automat aleatoriu încă din anul 1953.

Într-un apendice se arată care este conexiunea dintre informaţie şi probabilitate, adică se introduce noţiunea de probabilitate plecînd de la noţiunea de informaţie.

Într-o anexă se arată cum, în diferite cazuri, poate fi prelungită noţiunea de măsură.

Lucrarea, bogată în idei originale, este utilă nu numai matematicienilor, dar şi inginerilor, fizicienilor şi tuturor acelora care doresc să aibă o viziune teoretică cît mai modernă asupra ciberneticii şi teoriei informaţiei.

Ed. Nicolau

J. Eimbinder (editor). **Circuite liniare integrate. Teorie şi aplicaţii** (Linear integrated circuits. Theory and applications). New York, J. Wiley, 1968, 318 p.

Utilizarea circuitelor liniare integrate a devenit astăzi în ţările industriale avansate un lucru obişnuit. Acest fapt se datorează, în primul rînd, preţului de cost scăzut şi faptului că introducerea lor uşurează munca de proiectare.

Cartea de faţă, care este opera mai multor autori, sub redacţia lui J. Eimbinder, tratează teoria şi aplicaţiile mai importante ale circuitelor liniare integrate, care conţin atît transistoare pnp cît şi npn, arătînd totodată şi dificultăţile de fabricaţie. Aplicaţiile se referă la trei tipuri de bază de circuite liniare integrate denumite: substrat, lateral şi vertical. Lucrarea este împărţită în 17 capitole, trei apendice şi un index.

Primul capitol se ocupă cu proiectarea cu circuite liniare integrate. Concluzia capitolului este că o serie de aplicaţii industriale importante ale circuitelor liniare integrate au dovedit eficacitatea lor economică şi versatilitatea lor, cum ar fi: amplificatoare de medie putere, surse de tensiune, amplificatoare de valoare absolută, amplificatoare operaţionale, regulatoare de temperatură, oscilatoare, generatoare de tact, preamplificatoare, modulatoare, discriminatoare (de lăţimea impulsului), amplificatoare cu mare amplificare şi precizie.

De posibilităţile circuitelor integrate monolitice la frecvenţe înalte se ocupă capitolul al 2-lea. Aici sînt descrise întîi cîteva structuri şi tehnologia lor (structura cu triplă difuzie, structuri epitaxiale, structuri epitaxiale sac şi altele), rezistenţe, capacităţi şi transistoare. În sfîrşit se descriu realizarea unui amplificator de înaltă frecvenţă monolitic şi modelarea, cu ajutorul unui calculator digital IBM, a răspunsului acestui amplificator. Se precizează că în viitor aceste amplificatoare vor putea atinge o frecvenţă de 1 GHz.

O suită de capitole se ocupă de tehnologia şi încercările circuitelor liniare integrate. Acestea sînt: circuite liniare integrate complementare (pnp, npn) — capitolul 4, măsurarea zgomotului amplificatoarelor operaţionale cu circuite integrate — capitolul 6, măsurarea automată a parametrilor amplificatoarelor operaţionale cu circuite integrate — capitolul 7, circuite integrate hibride — capitolul 16 şi rezistenţe şi capacităţi cu peliculă subţire — capitolul 17.

O altă serie de capitole descriu aplicaţiile mai importante (pe domenii) ale circuitelor liniare integrate, cum sînt: circuitele liniare integrate în comunicaţii — capitolul 3, adică în particular în amplificatoare de bandă largă de la circa 200 MHz, amplificatoare trece-bandă, oscilatoare cu undă sinusoidală, amplificatoare de audio-frecvenţă cu putere de ieşire de la 1 W, modulatoare şi demodulatoare, convertoare de frecvenţă. Aplicaţiile şi limitările amplificatoarelor operaţionale cu circuite integrate constituie obiectul capitolului 5. Alte aplicaţii de circuite integrate audio sînt date în capitolele 8 şi 9.

Un amplu capitol (cap. 10) este dedicat amplificatoarelor de bandă largă cu circuite integrate. După cîteva consideraţii privind proiectarea, se expun problemele legate de amplificare şi lăţimea de bandă, stabilitatea frecvenţei, controlul amplificării, caracteristicile şi posibilităţile acestor amplificatoare. Aplicaţiile la frecvenţă intermediară (mijlocie) ale circuitelor liniare integrate sînt indicate în capitolul 11. Capitolul 12 tratează consideraţiile generale de proiectare ale amplificatoarelor cu circuite integrate şi calculul distorsiunii undei. Capitolul 13 se ocupă de modulaţia de frecvenţă utilizînd circuitele integrate, iar capitolul 14, de unele aplicaţii video ale acestora. În sfîrşit capitolul 15 tratează circuitele liniare integrate în complexul şi importantul domeniu al calculatoarelor digitale.

Privită în ansamblu, cartea recenzată aici apare ca o sinteză cuprinzătoare şi reuşită asupra unui subiect de mare actualitate. Lucrarea nu este o carte de introducere, ci ea se adresează în primul rînd specialistului în probleme de tehnologie a circuitelor integrate, cercetătorilor şi proiectanţilor de aparatură electronică industrială şi utilizatorilor din diferite domenii. Deşi scrisă de un colectiv mai larg de autori, stilul este unitar, clar, lectura este plăcută.

Menţionăm, de asemenea, calitatea excepţională a ilustraţiilor (figuri, diagrame, curbe caracteristice, secţiuni prin blocul monolit şi altele) care pot fi de un ajutor real cercetătorilor şi proiectanţilor de scheme electronice.

Fl. Stănculescu

INHALTSVERZEICHNIS

DK 621.18 : 681.332

Gufu, St. :

Modell eines Dampfkessels das mit einem Analogkalkulator verwirklicht wurde.

Automatica şi Electronica 13, H. 1, Jan-Febr 1969, S. 1—9

Dargestellt wird das Modell eines Dampfkessels, das mit Hilfe eines Analogkalkulators.

DK 621,9—832—585.2/.3 : 681.322

Dodon, E. :

Regelbare hydraulische und elektrohydraulische Antriebs- und Uebertragungssysteme bei Werkzeugmaschinen, die numerisch gesteuert werden.

Automatica şi Electronica 13, H. 1, Jan-Febr 1969, S. 10—16

Man zeigt diese Antriebsmethoden sowie gewisse Gesichtspunkte bzgl. Vorbereitung des Programmes und Arbeitsgang bei numerischen Maschinen.

DK 681.325.6

Necula, N. N. :

Eine Minimisierungsmethode für Strukturen in zwei Niveaus UND-ODER von kombinationellen Schemen mit mehreren Abgängen.

Automatica şi Electronica 13, H. 1, Jan-Febr 1969, S. 17—23

Die neue Minimisierungs-Korrelationsmethode einer Mehrheit von booleen'schen Funktionen stützt sich auf einer neuartigen Definition der charakteristischen Funktionenmehrheiten des Gesamtschemas.

DK 681.325 : 621.391.1

Cuperman, V. :

Die Vergleichsanalyse zweier Arbeitsweisen der Ausrüstungen zur Datenübertragung.

Automatica şi Electronica 13, H. 1, Jan-Febr. 1969, S. 23—26

Man vergleicht die Uebertragungssysteme von Daten für den Fall fliessender Uebertragung und den Fall des Wartens auf den Entschluss (halbduplex) bzgl. der Uebertragungsgeschwindigkeit.

DK 621.375.024 : 621.382.3

Ionescu-Muscel, C. :

Bezüglich der Leistungsberechnung des symetrischen Gleichstromverstärkers für den Fall der Montage „mit gemeinsamem Kollektor".

Automatica şi Electronica 13, H. 1, Jan-Febr 1969, S. 27—31

Man zeigt das Schema eines symetrischen Gleichstromverstärkers mit Transistoren bei der Montage „mit gemeinsamem Kollektor", mit zusätzlicher Spannungsreaktion, und leitet daraus die Berechnungsbeziehungen für die Leistungen der betreffenden Stufe.

DK 621.382.3

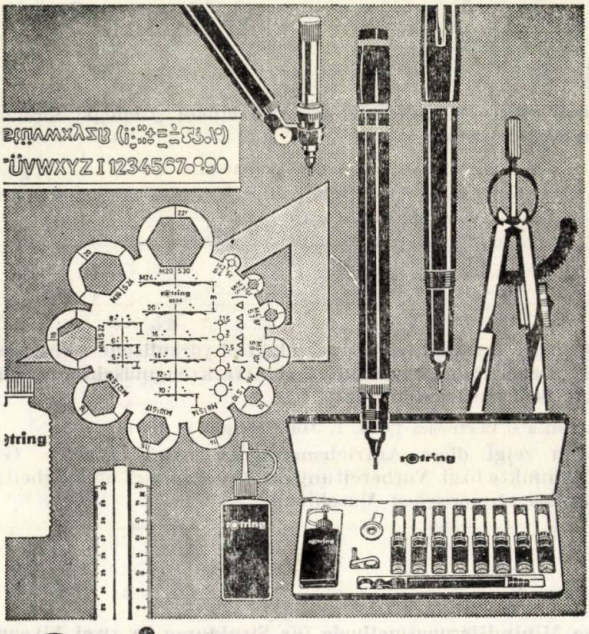
Bulucea, C. :

Planar-Siliziumtransistoren geringer Leistung (I). Konstruktive Parameter und Volumenerscheinungen.

Automatica şi Electronica 13, H. 1, Jan-Febr 1969, S. 32—38

Der Verfasser untersucht gewisse Probleme der Planartransistoren, wobei er auf ihre Eigenschaften als Vorrichtung und nicht auf diejenigen des Stromkreises eingeht.

KURZNACHRICHT 39—40
AKTUELLES 40—43
BUCHBESPRECHUNGEN 44



rotring

ușurează desenul

Pe baza renumitului Tintenkuli a fost dezvoltat stiloul cu tuș Rapidograph, primul stilou cu tuș din lume, cu sistem tubular și mecanism cu piston, pentru desen tehnic, cu 10 grosimi de linii de la 0,1 la 1.2 mm.

Sistemul schimbabil Variant contribuie la o mai bună raționalizare a lucrărilor de desen. Pot fi realizate 10 grosimi de linii de la 0,1 pînă la 1,2 mm folosind un singur suport.

Pentru scrierea curată și exactă, rotring oferă un sistem variabil Varioscript pentru 16 mărimi de litere, de la 1,4 la 20 mm.

Special pentru desenul pe material plastic a fost confecționat stiloul cu tuș Foliograph pe baza sistemului interschimbabil, cu vîrf de safir, pentru 7 grosimi de linii de la 0,2 la 1,2 mm. De asemenea a fost adoptat pentru tușuri dizolvante de folii și solubile în apă.

Cu rotring se poate desena mai ușor — mai repede — mai rațional!

- Asigură o durată lungă de funcționare datorită vîrfurilor tubulare rezistente la uzură
- Ușurează alegerea grosimii necesare
- Trasează linii uniforme cu margini bine definite
- Asigură lucrări curate
- Are un rezervor de tuș de mare capacitate
- Se reîncarcă în mod simplu
- Se poate curăța ușor

O vastă gamă de instrumente de desen indispensabile în cazurile în care se cere o înaltă precizie: stilou de tuș, tuș de desen, șablon de scris și desenat, linii, echere, compasuri.

RIEPE — WERK 2 Hamburg — 54

POSTFACH 13 529

REPUBLICA FEDERALĂ A GERMANIEI

Vă rugăm cereți prospecte!

CONTENTS

DC 621.18 : 681.332

Gufu, S. :

Steam boiler model achieved on an analogous computer.

Automatica şi Electronica 13, no. 1, jan-feb 1969, p. 1—9

A steam boiler model is presented, achievable on an analogous computer.

DC 621.9 – 832 – 585.2/.3 : 681.322

Dodon, E. :

Systems of hydraulic and electro-hydraulic adjustable transmision and operation for numerically controlled machine-tools.

Automatica şi Electronica 13, no. 1, jan-feb 1969, p. 10—16

These operation systems are expounded, as well as some aspects in programme preparation and progress of work on digital computers.

DC 681.325.6

Necula, N. N. :

A method for minimizing structures in two levels AND/OR combination schemes with several outputs.

Automatica şi Electronica 13, no. 1, jan-feb 1969, p. 17—23

The new correlated minimization method of a set of Boolean functions is based on an original definition given to the set of representative functions of the combination scheme.

DC 681.325 : 621.391.1

Cuperman, V. :

Comparative analysis of two operating modes of data transmitting equipment.

Automatica şi Electronica 13, no. 1, jan-feb 1969, p. 23—26

A comparison is made between data transmitting systems with continuous transmission and with delayed decision transmission (semiduplex) from the standpoint of transmission speed.

DC 621.375.024 : 621.382.3

Ionescu-Muscel, C. :

Considerations on performance computation for d.c. symmetric amplifier in ,,common commutator'' mounting.

Automatica şi Electronica 13, no. 1, jan-feb 1969, p. 27—31

The author presents the diagram of a d.c. symmetric amplifier with transistors in ,,common commutator'' mounting, with supplementary voltage feedback, the computing relations of the amplifier stage performances being deduced.

DC 621.382.3

Bulucea, C. :

Low power planar transistors with silicon (I). Construction parameters and volume phenomena.

Automatica şi Electronica 13, no. 1, jan-feb 1969, p. 32—38

The author examines some problems of planar transistors, stressing their device features and not their circuit features.

NOTE 39—40
NEWS 40—43
REVIEWS 44

SOMMAIRE

CD 621.18 : 681.332

Gufu, St. :

Le modèle d'une chaudière à vapeur réalisée sur un calculateur analogique.

Automatica şi Electronica 13, no. 1, janv-févr. 1969, p. 1—9

On présente le modèle d'une chaudière à vapeur réalisable sur un calculateur analogique.

CD 621.9 – 832 – 585.2/.3 : 681.322

Dodon, E. :

Systèmes de commandes et de transmissions hydrauliques et electrohydrauliques réglables pour les machines-outils à commande numérique.

Automatica şi Electronica 13, no. 1, janv-févr. 1969, p. 10—16

On expose ces systèmes de commandes ainsi que certains aspects de l'élaboration du programme et du déroulement du travail dans les machines numériques.

CD 681.325.6

Necula, N. N. :

Une méthode de minimisation des structures à deux niveaux ET-OU des schémas combinés à plusieurs sorties.

Automatica şi Electronica 13, no. 1, janv-févr. 1969, p. 17—23

La nouvelle méthode de minimisation et de corrélation d'un ensemble de fonctions boléennes est basée sur une définition originale donnée à l'ensemble des fonctions représentatives du schéma combinateur.

CD 681.325 : 621.391.1

Cuperman, V. :

L'analyse comparative de deux modes de fonctionnement des équipements pour la transmission des données.

Automatica şi Electronica 13, no. 1, janv.-févr. 1969, p. 23—26

On compare les systèmes de transmission des données à transmission continue et à transmission avec attente de la décision (semi-duplex), du point de vue de la vitesse de transmission.

CD 621.375.024 : 621.382.3

Ionescu-Muscel, C. :

Considérations concernant le calcul des performances de l'amplificateur symétrique de courant continu monté en ,collecteur commun''.

Automatica şi Electronica 13, no. janv.-févr. 1969, p. 27—31

On présente le schéma d'un amplificateur symétrique de courant continu à transistors, monté en ,,collecteur commun'', à réaction supplémentaire de tension, et l'on déduit les relations de calcul des performances du palier.

CD 621.382.3

Bulucea, C. :

Transistors planaires à silicium de petite puissance (I). Paramètres constructifs et phénomènes de volume.

Automatica şi Electronica 13, no. 1, janv.-févr. 1969, p. 32—38

L'auteur examine certains problèmes des transistors planaires, en mettant l'accent sur leurs propriétés de dispositif et non pas sur leurs propriétés de circuit.

NOTE 39—40
ACTUALITÉS 40—43
COMPTES RENDUS 44

Recomandări pentru autori

1. Lucrările care pot fi prezentate spre publicare sînt: de importanță generală, tehnico-științifice speciale, teoretice sau experimentale și tehnice obișnuite.

2. Lucrările vor fi axate pe aducerea la îndeplinire a sarcinilor trasate de documentele de partid și de stat privind îndeosebi introducerea tehnicii noi, ridicarea calității produselor, reducerea prețului de cost, creșterea productivității muncii etc. Legătura cu practica muncii de cercetare, proiectare, învățămînt, producție este condiția esențială pe care trebuie să o îndeplinească tema tratată. Lucrările de sinteză sau de discuție să se refere la probleme noi și actuale, de interes general. Articolele interesînd industria vor cuprinde considerații privind eficiența economică a soluțiilor. Se recomandă ca articolele să conțină propuneri de viitor.

3. Verificarea experimentală se impune ca necesitate de prim ordin la lucrările care se pretează la asemenea verificări.

4. Lucrările care au mai fost publicate integral sau parțial nu pot fi trimise redacției spre publicare.

5. Un scurt rezumat fixînd premisele de la care s-a pornit problema studiată și cadrul în care este tratată, nedepășind 4—5 rînduri, va fi anexat lucrării.

6. În introducere se încadrează problema în preocupările generale ale disciplinei și în preocupările producției; de asemenea se arată scopul lucrării, subliniindu-se contribuția autorului. Tratarea va trebui să fie unitară, permițînd înțelegerea fără dificultăți a problemelor. Se vor evita introduceri sau demonstrații voluminoase; de asemenea se va evita repetarea în text a ceea ce poate fi găsit în literatura publicată sau poate fi redat intuitiv prin materialul grafic — ilustrativ, tabele etc.

7. Concluziile vor concentra rezultatele obținute cu indicarea limitei de valabilitate și aplicațiile posibile.

8. Citarea literaturii de specialitate este obligatorie pentru afirmațiile luate din alte lucrări și care nu sînt în general cunoscute.

9. Dezvoltările matematice vor fi limitate la cele absolut necesare înțelegerii raționamentului.

10. Se recomandă o atenție deosebită scrierii formulelor conform STAS. Indicii și exponenții se vor scrie mai mici decît baza și așezați mai jos sau mai sus decît baza. Se vor scrie, de asemenea, cu grijă literele majuscule, minuscule sau cele rusești, grecești, germane, cifrele romane etc.

11. Lista bibliografică se va întocmi cuprinzînd lucrările la care se referă textul (cum și figuri și tabele) atît cele speciale, cît și cele generale. Se vor indica toate datele în transcrieri originale. Pentru cărți: numele complet, prenumele prescurtat, titlul complet (eventual și tradus, în paranteză), ediția, editorul locul editurii, anul. Pentru articole: numele complet, prenumele prescurtat, titlul complet original (eventual și tradus, în paranteză), revista, volumul, numărul, luna și anul, paginile.

12. Scrisul la mașină al articolelor este recomandat cu insistență, exceptîndu-se lucrările scrise caligrafic.

Se scrie pe o singură pagină (față), la două rînduri (2 000 semne de pagină). Se recomandă 10—12 pagini datilografiate.

13. Nu se admite trimiterea concomitentă a textului la alte publicații.

14. Articolele se trimit cu o notă însoțitoare pe adresa redacției. În notă se vor indica: titluri, funcții, localitatea și adresa domiciliului, număr de telefon.

15. Lucrările executate în cadrul diverselor instituții sau organizații vor purta aprobarea acestora pentru publicare.

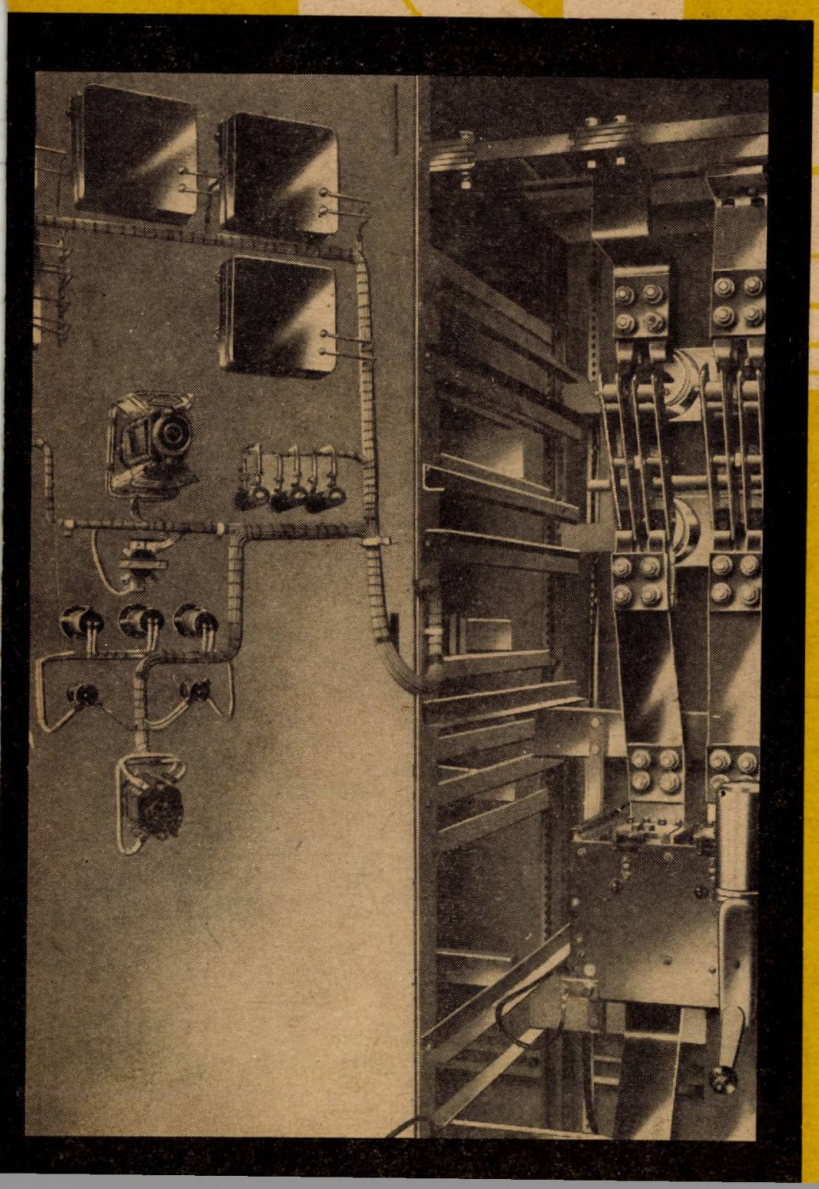
16. Corecturile se vor face după normele tipografice în vigoare. Corecturile trimise autorilor vor fi înapoiate în maximum 48 de ore de la primire. Nu se admit modificări în corectură față de manuscris.

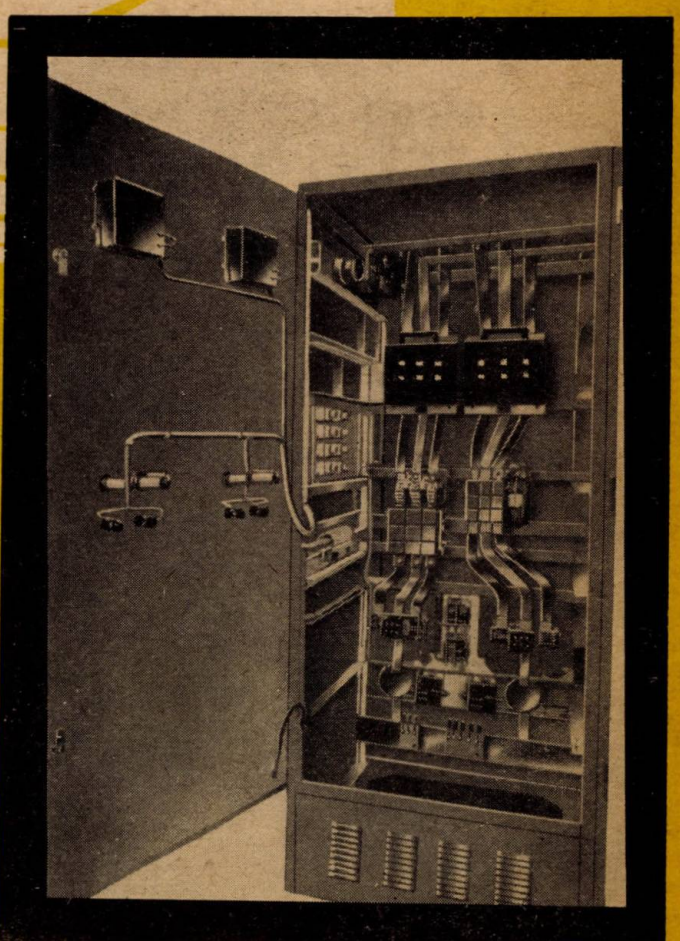
Automatica

BUCUREȘTI - Calea Floreasca nr. 159 - telef. 330010

execută:

- panouri pentru automatizarea mașinilor-unelte
- panouri pentru automatizarea centralelor și stațiilor electrice
- panouri și pupitre pentru automatizarea complexă în industria siderurgică, chimică, alimentară etc.
- panouri debroșabile pentru instalații energetice
- instalații de automatizare complexe pe bază de echipament UNILOG și UNIDIN
- panouri pentru mașini prelucrătoare din industria lemnului, industria pielăriei, industria hîrtiei și industria textilă



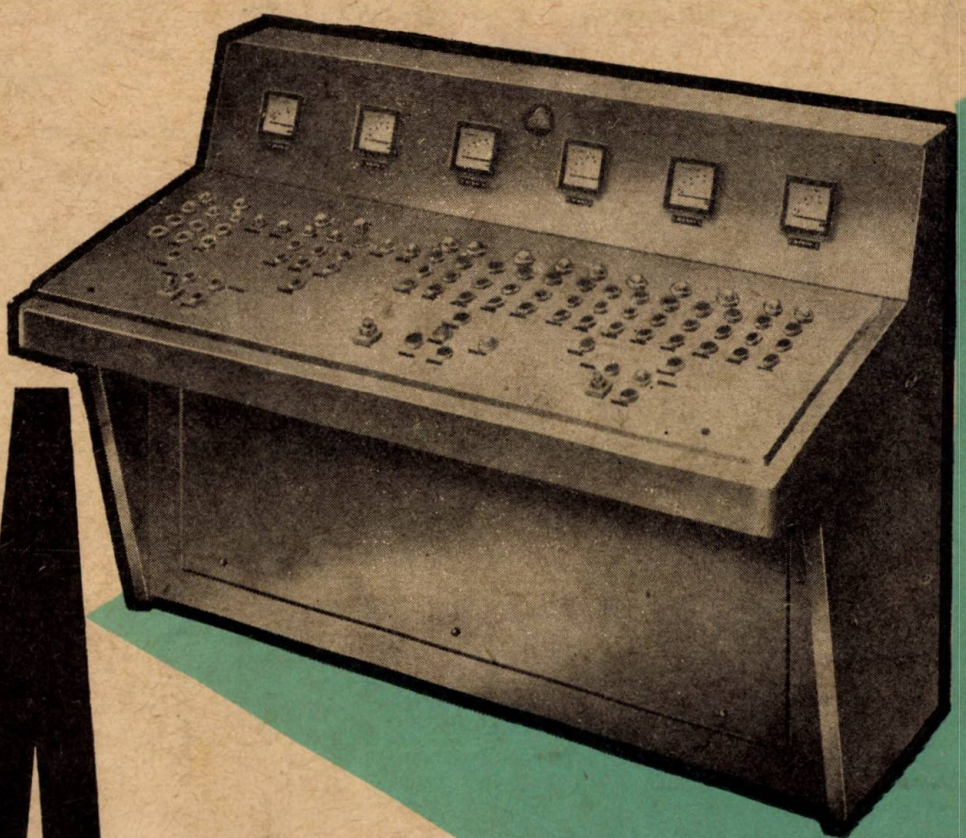


1969 MAR 2

ÎNTREPRINDEREA DE MONTAJ INSTALAȚII DE AUTOMATIZARE

execută lucrări de montaj și punere în funcțiune la:

1. Automatizări complexe
2. Acționări electrice
3. Comutație secundară în stații și centrale electrice
4. Instalații electrice cu tensiuni pînă la 10 kV
5. Instalații de telecomandă și telesemnalizări
6. Instalații A.M.C.



IMIA

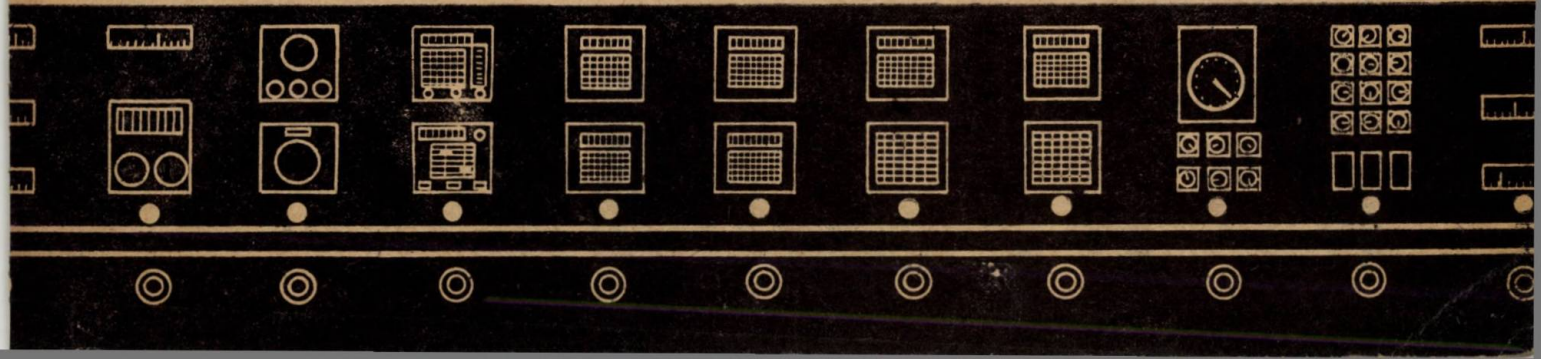
BUCUREȘTI, Bd. KALININ Nr. 18, Telef. 337532

E 2551

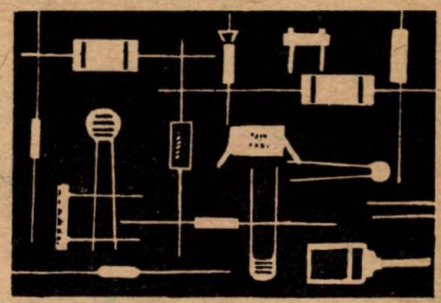
AUTOMATICA și ELECTRONICĂ

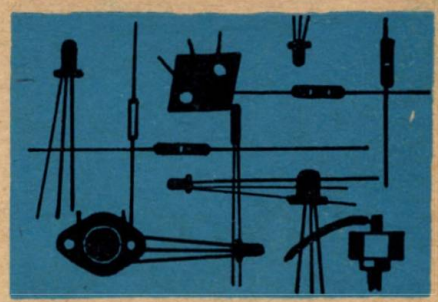
2

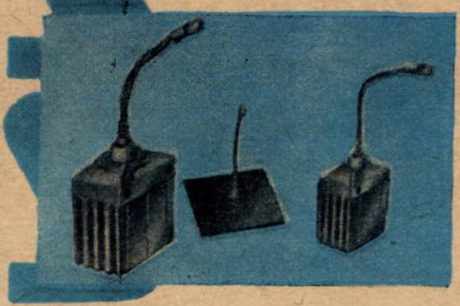
AUTOMATICA ȘI ELECTRONICA ● BUCUREȘTI ● VOLUMUL 13 ● Nr. 2 ● MARTIE — APRILIE ● 1969



IPRS Băneasa







INTREPRINDEREA PIESE RADIO ŞI DISPOZITIVE SEMICONDUCTOARE BĂNEASA

Str. Erou Iancu Nicolae, nr. 32, sector 2, telefon 33. 38. 30, telex 011203

PRODUCE:

PIESE RADIO:

Rezistenţe fixe cu peliculă de carbon
Rezistoare bobinate
Termistoare
Condensatoare cu poliester
Condensatoare electrolitice normale
Condensatoare electrolitice miniatură
Condensatoare ceramice
Condensatoare hîrtie — uz general
Condensatoare hîrtie metalizate
Condensatoare telefonice
Condensatoare auto
Condensatoare pentru tuburi fluorescente
Cablaje imprimate

DISPOZITIVE SEMICONDUCTOARE:

Transistoare cu germaniu, de joasă frecvenţă
- de mică putere
- de medie putere
- de putere

Transistoare cu germaniu de inaltă frecvenţă
- de mică putere
- drift de mică putere

Diode cu germaniu cu contact punctiform
Redresoare cu germaniu de medie putere
Fotodiode cu germaniu
Diode redresoare cu siliciu
- de mică putere
- de putere

Diode Zener de mică putere

Pentru informaţii suplimentare consultaţi cataloagele noastre

E 2551 d

AUTOMATICA ŞI ELECTRONICA

Vol. 13 (1969), nr. 2 (martie — aprilie), p. 45 — 86

CUPRINS

CZ 621,9—52 :681.323 :621.34 :621.29

Predoi, A. :

Acţionări automate electrice şi hidraulice la maşinile-unelte comandate numeric. Prezentare comparativă.

Automatica şi Electronica 13, nr. 2, martie—aprilie 1969, p 45—48

Se dau o serie de calcule simplificate care scot în evidenţă parametrul calitativ „funcţionare în timp" al acţionărilor reglabile electrice şi hidraulice, pentru antrenările principale, precum şi pentru avansurile pe diferite axe la maşinile-unelte comandate numeric.

CZ 681.323—503.25

Constantin, P. :

Unele proprietăţi ale sistemelor discrete numerice cuprinzînd elemente numerice de corecţie de tip PD, PI, PID.

Automatica şi Electronica 13, nr. 2, martie—aprilie 1969, p. 49—54

Se face o analiză teoretică a sistemelor automate numerice cuprinzînd elemente numerice de corecţie PD, PI, PID, aşezate în serie pe bucla principală, folosind transformarea Laplace discretă.

CZ 621.317.44 :538.221 :681.327.2

Sturzu, P. şi *Moldoveanu, C.* :

Generator pentru o instalaţie de măsurare a feritelor de memorie.

Automatica şi Electronica 13, nr. 2, martie—aprilie 1969, p 54—58

Se prezintă cîteva principii utilizate în tehnica măsurării feritelor de memorie în regim de impulsuri; este descris un generator destinat unor astfel de măsurători. După o prezentare succintă a schemei-bloc se detaliază schemele de principiu ale circuitelor mai semnificative.

CZ 621.316.722.1 :621.318.3—533.7

Kelemen, A., Gligor, D. şi *Crivii, M.* :

Regulator automat de tensiune pentru reglarea sub sarcină a tensiunii transformatoarelor de putere.

Automatica şi Electronica 13, nr. 2, martie—aprilie 1969, p. 58—62

Lucrarea prezintă un regulator automat de tensiune, electromecanic, al cărui element de măsură este electronic bazat pe circuite basculante transistorizate de tip Schmitt.

CZ 621.382.3 :546.28 :66.063.2

Bulucea, C. :

Transistoare planare cu siliciu de mică putere (II). Fenomene de suprafaţă.

Automatica şi Electronica 13, nr. 2, martie—aprilie 1969, p. 63—68

În continuarea studiului privind fenomenele fizice în semiconductoare, autorul analizează fenomenele de suprafaţă care joacă un rol important în funcţionarea transistoarelor planare; ele pot să domine fenomenele de volum în cazul că acestea din urmă nu sînt controlate tehnologic.

CZ 681.325.66 :621.53—531.5

Alecu-Căluşiţă Mioara

Element de comparaţie numeric pentru regulatoare de amestec.

Automatica şi Electronica 13, nr. 2, martie—aprilie 1969, p 69—71

Se prezintă un element de comparaţie numeric destinat regulatoarelor de amestec în conductă şi modul de integrare al acestui element în ansamblul regulator.

CZ 621.396.14.088.7

Spătaru, Al. :

Consideraţii generale privind codurile detectoare sau corectoare de erori.

Automatica şi Electronica 13, nr. 2, martie—aprilie 1969, p. 72—81

În articol se expune principiul detecţiei şi al corecţiei erorilor şi se prezintă metoda codării aleatoare; în continuare se arată problema codării deterministe, exemplificarea făcîndu-se pentru un cod Hamming, corector de eroare.

ACTUALITĂŢI 81—83. **RECENZII** 83—85. **DOCUMENTARE** 85—86

COMITETUL DE REDACȚIE

Prof. ing. C. PENESCU, membru corespondent al Academiei Republicii Socialiste România — redactor responsabil; conf. ing. S. FLOREA — redactor responsabil adjunct; ing. I. BĂTRÎNA; dr. ing. S. CĂLIN; ing. E. DEATCU; dr. ing. M. DRĂGĂNESCU; ing. D. DAMSKER; ing. I. FELEA; ing. A. MILEA; ing. N. MIREA; ing. I. PAPADACHE; conf. ing. R. STERE; ing. GH. ȘTEFĂNESCU; ing. I. TEODORESCU; ing. V. ZERCICOV.

Revista "AUTOMATICA ȘI ELECTRONICA", organ al Ministerului Industriei Construcțiilor de Mașini și al Consiliului Național al Inginerilor și Tehnicienilor din Republica Socialistă România, este editată de Oficiul de documentare și publicații tehnice al M.I.C.M., cu sediul în București, Calea Victoriei 133, sector 1. Telefon: redactor șef: 14.90.27; secretar general de redacție: 13.90.87. Abonamentele se primesc la Biroul de aprovizionare comenzi-difuzare. Telefon: 16.21.70/173. Instituțiile pot achita abonamentele în contul nostru de virament 40 060 300 Banca Națională a Republicii Socialiste România — Sector 1, București. Tarif pentru instituții și întreprinderi: lei 100 anual; pentru muncitori, tehnicieni și ingineri: lei 30 anual. Costul unui exemplar: lei 5. Tiparul: Întreprinderea poligrafică "Informația", București, str. Brezoianu, nr. 23 — 25, C. 3017.

Taxele poștale plătite în numerar conform aprobării D.G.P. nr. 10/10 275/1968.

40 545

AUTOMATICA şi ELECTRONICA

REVISTĂ TEHNICO-ŞTIINŢIFICĂ DE AUTOMATICĂ, ELECTRONICĂ INDUSTRIALĂ ŞI TEHNICĂ NUCLEARĂ

ORGAN AL MINISTERULUI INDUSTRIEI CONSTRUCŢIILOR DE MAŞINI ŞI AL CONSILIULUI NAŢIONAL AL INGINERILOR ŞI TEHNICIENILOR DIN REPUBLICA SOCIALISTĂ ROMÂNIA

Vol. XIII (pag. 45–86) nr. 2, martie — aprilie Bucureşti, 1969

Ing. A. PREDOI

Acţionări automate electrice şi hidraulice la maşinile-unelte comandate numeric. Prezentare comparativă

Acţionările automate la maşinile-unelte comandate numeric se aplică la [1]:

— sistemul de antrenare al arborelui principal, cunoscut sub denumirea de acţionare principală;

— sistemul de antrenare al deplasării săniilor, denumit în mod obişnuit acţionare avansuri.

Tipurile de acţionări din domeniul maşinilor-unelte, aplicate la oricare din domeniile de antrenare menţionate mai sus, sînt:

— acţionările electromecanice în trepte;

— acţionările electrice continue;

— acţionările electrohidraulice în trepte şi continue;

— acţionările prin motoare pas cu pas.

Despre tipurile de acţionări electrice automate, aplicaţiile şi caracteristicile lor au mai existat preocupări [2]. De asemenea problemele privind acţionările electrohidraulice şi hidraulice, cît şi ale transmisiilor hidraulice au constituit obiectul unor preocupări separate [3]. Din aceste preocupări a rezultat că în scopul adoptării unuia sau altuia dintre sistemele respective trebuie considerată siguranţa în funcţionare şi economicitatea, adică întreţinere simplă şi cost redus.

În cele ce urmează în afară de criteriile menţionate se vor prezenta consideraţiile tehnice comparative ce au drept scop să scoată în evidenţă parametrul *comportare în timp* al celor două tipuri de acţionări — electrice şi hidraulice, ţinînd seamă şi de influenţa reciprocă a momentelor de inerţie ale maselor în mişcare, atît ale elementului de acţionare, cît şi ale elementului acţionat, care influenţează asupra inerţiei ansamblului reglat, în concret asupra rapidităţii de variaţie a vitezelor de avans [4].

Pentru a caracteriza *comportarea în timp* a elementelor de acţionare reglabilă se consideră raportul [1]:

$$\frac{\theta}{M} = \frac{\textit{momentul de inerţie al maselor}}{\textit{momentul de rotaţie nominal}},$$

pentru care unele calcule estimative vor da posibilitatea unei comparaţii mai bune între motorul electric de curent şi motorul hidraulic.

Motorul electric de curent continuu

Pentru motorul electric se notează mărimile din raportul menţionat anterior cu indicele *e*.

Momentul de rotaţie al unui motor de curent continuu se exprimă în primă aproximaţie prin relaţia:

$$M_e = C_1 \cdot d^2 \cdot l \cdot \alpha \cdot B_L, \text{ kgm, [1]}, \qquad (1)$$

în care:

$$C_1 = \text{const.} \simeq \frac{\pi^2}{30} \cdot 0{,}7 \cdot 975 \cdot 10^{-11};$$

d este diametrul rotorului, cm;

l — lungimea rotorului, cm;

α — numărul de amperspire/cm, pentru rotor;

B_L — inducţia maximă în întrefierul de sub polii principali.

Momentul de inerţie al masei rotorului în raport cu axa lui de rotaţie, socotind diametrul rotorului $\simeq$ diametrul de inerţie, deoarece marea masă a cuprului se află la periferia rotorului şi greutatea specifică a corpului neomogen $\gamma = 7{,}8$, se exprimă prin relaţia:

$$\theta_e \simeq C_2 \cdot d^4 \cdot l, \text{ kgms}^2, \qquad (2)$$

în care:

$$C_2 = \text{const.} \approx \frac{7{,}8 \cdot \pi}{9{,}81 \cdot 32} \simeq 10^{-7};$$

d este diametrul rotorului, cm;

l — lungimea rotorului, cm.

Din raportul celor două relaţii rezultă:

$$\frac{\theta_e}{M_e} = 3{,}5 \cdot \frac{d^2}{\alpha \cdot B_L}. \qquad (3)$$

Alegerea lui α şi B_L se ia între anumite limite fizice şi tehnice. În ultimă instanţă α este limitat termic (prin curentul nominal al motorului) şi se află pentru puterile de acţionare despre care este vorba (deplasarea saniei circa 2 kW pînă la 12 kW) în limitele 250 pînă la 350. Prin urmare poate fi adoptată o valoare medie egală cu 300. B_L este limitat prin saturaţia magnetică a fierului (mai ales inducţia în dinte), ceea ce impune ca pentru un calcul aproximativ să se adopte în medie $B_L = 6\,000$.

Prin urmare produsul $\alpha \cdot B_L$ poate fi considerat:

$\alpha \cdot B_L = 1{,}8 \cdot 10^6$ (valoare medie faţă de limitele

$1{,}5 \cdot 10^6$ pînă la $2{,}1 \cdot 10^6$).

Deci pentru motoarele de curent continuu, raportul dintre momentul de inerţie şi momentul de rotaţie nominal va fi:

$$\frac{\theta_e}{M_e} \approx 1{,}95 \cdot 10^6 \cdot d^2 = C_3 \cdot d^2, \qquad (4)$$

unde:

$$C_3 = 1{,}95 \cdot 10^2.$$

Motorul hidraulic

Pentru comparaţia cu motorul electric de curent continuu se consideră motorul hidraulic cu pistonaşe axiale cu şaibă oscilantă cu unghi fix. Pentru motorul hidraulic mărimile din raportul considerat mai înainte se notează cu indicele h.

Momentul de rotaţie al unui motor hidraulic cu pistonaşe axiale (fără pierderi) se exprimă în primă aproximaţie prin relaţia:

$$M_h = \frac{F \cdot Z \cdot r \cdot \sin\beta}{\pi} \cdot p, \text{ kgm, [1]}, \qquad (1)$$

în care:

F este secţiunea unui pistonaş, cm²;
Z — numărul pistonaşelor;
r — raza cercului mediu pe care sînt dispuse găurile cilindrilor pistonaşelor;
β — unghiul şaibei oscilante faţă de direcţia perpendiculară pe axa pistonaşelor;
p — presiunea uleiului, kg/cm².

Această relaţie trebuie adusă la forma de exprimare numai în funcţie de r ($r = \frac{1}{2} d$, diametrul cercului pe care sînt dispuse găurile cilindrilor pistonaşelor, echivalent cu diametrul de inerţie al rotorului motorului de curent continuu).

Pentru aceasta se notează diametrul pistonaşului cu d_p, se admite grosimea peretelui între doi cilindri, din motive tehnologice, egală cu $\frac{1}{2} d_p$ şi se scriu relaţiile:

$$F = \frac{d_p^2 \cdot \pi}{4} \text{ şi } Z \cdot \frac{3}{2} d_p = 2\pi \cdot r,$$

din care se obţine:

$$F = \frac{4}{9} \cdot \pi^3 \cdot \frac{r^3}{Z^2}.$$

Pentru un unghi al şaibei oscilante $\beta = 30° = \text{const.}$, deci $\sin\beta = 0{,}5$ se obţine, prin introducerea şi a valorii ultime a lui F, relaţia:

$$M_h = \frac{2}{3} \cdot \pi^2 \cdot \frac{r^3}{Z} \cdot p.$$

Numărul pistonaşelor Z în mod practic nu poate fi oricare. În domeniul puterilor care interesează în acest domeniu (indicate mai înainte), poate fi $Z = 7$, 9, 11 mai rar 5 sau 13. Deci dacă în locul lui r se introduce diametrul cercului intermediar d, pentru $Z = 9$ (ca valoare medie), rezultă:

$$M_h \approx 0{,}305 \cdot 10^{-3} \cdot d^3 \cdot p = C_4 \cdot d^3 \cdot p. \qquad (5)$$

Pentru evaluarea momentului de inerţie al maselor suportului pistoanelor unui motor cu pistonaşe axiale se presupune în primă aproximaţie că diametrul mediu al cercului pistonaşelor este egal cu diametrul de inerţie şi apoi că greutatea specifică $\gamma = 7{,}8$.

În aceste condiţii, momentul de inerţie al maselor pentru corpul în formă de tambur, în raport cu axa de rotaţie, este:

$$\theta_h \simeq C_5 \cdot d^4 \cdot l, \text{ kgm s}^2,$$

unde:

d este diametrul intermediar de dispunere a pistonaşelor, cm;
l — lungimea suportului pistonaşelor, cm;

$$C_5 = \text{const.} = \frac{7{,}8 \cdot \pi}{9{,}81 \cdot 32} \cdot 10^{-7}.$$

Lungimea l este practic în funcţie de diametrul d de dispunere a pistonaşelor. Dacă în primă aproximaţie se admite că:

$$l \approx 0{,}5 \cdot d + d \cdot \sin\beta$$

şi că:

$$\beta = \text{const.} = 30°,$$

atunci:

$$l = d,$$

iar relaţia care dă pe θ_h devine:

$$\theta_h = \frac{7{,}8 \cdot \pi}{9.81 \cdot 32} \cdot 10^{-7} \cdot d^5 = C_6 \cdot d^5. \qquad (6)$$

Dacă se formează raportul dintre momentul de inerţie şi cel de rotaţie pentru motorul hidraulic, ţinînd seamă de relaţiile (5) şi (6) rezultă :

$$\frac{\theta_h}{M_h} \approx \frac{C_2}{C_4} \cdot \frac{d^2}{p} \approx 26 \cdot 10^{-6} \frac{d^2}{p} = C_7 \cdot \frac{d^2}{p} \cdot \qquad (7)$$

Din relaţiile (4) şi (7) se obţine

$$C_7 \approx 13 \cdot C_3,$$

şi prin urmare :

$$\frac{\theta_h}{M_h} \approx \frac{13}{p} \cdot C_3 \cdot d^2 \cdot \qquad (8)$$

Consideraţii tehnice comparative

Pentru consideraţii tehnice sînt valabile relaţiile :

$\frac{\theta_e}{M_e} = C_3 \cdot d^2$, privind motoarele electrice ;

$\frac{\theta_h}{M_h} = 13 \cdot \frac{1}{p} \cdot C_3 \cdot d^2$, privind motoarele hidraulice.

Numărul 13 este o valoare medie care poate să varieze după construcţia motorului (aproximativ între 8 şi 18). Cu toate presupunerile şi aprecierile simplificatoare enunţate pe parcursul calculelor, trebuie reţinute următoarele consideraţii :

— La motoarele electrice pentru o valoare optimă dorită a raportului considerat, se ajunge relativ repede la o limită fizică, determinată prin saturaţia fierului şi încălzirea datorită sarcinii.

— La motoarele hidraulice prin posibilitatea directă de alegere a presiunii uleiului p se dispune de un mijloc ca raportul respectiv să se menţină la o valoare redusă şi prin urmare să se îmbunătăţească constanta de timp, adică la alegerea presiunii potrivite motorul hidraulic de construcţie cu pistonaşe axiale are un moment de giraţie de $\frac{1}{5}$ pînă la $\frac{1}{10}$ din acela al unui motor electric de putere egală.

— Cu cît sînt mai grele condiţiile tehnologice de aşchiere, adică cu cît sînt mai mari momen-

Tabela 1

Prezentarea sintetică a celor mai importante sisteme de acţionare existente la maşinile-unelte comandate numeric

Sistemul de acţionare		Elementul de acţionare	Elementul de execuţie	Comanda elementului de execuţie	Maşinile – unelte la care se recomandă utilizarea
Reductor cu cuplaje		motor asincron trifazat	cuplaje electromagnetice cu lamele, comandate prin contactoare, relee şi combinaţii de semiconductoare	manual prin buton sau prin bandă perforată	toate mărimile de maşini de găurit, maşini de frezat şi strunguri paralele cu acţionare avansuri în trepte (comenzi punct cu punct şi cu prelucrare liniară)
Acţionări electrice continue		motoare de curent continuu cu moment de răsturnare mic	amplitudine tiristoare	interpolator intern comandat prin bandă perforată	toate mărimile de maşini de găurit, de frezat şi de tăiat prin flacără cu acţionare de avansuri, fără trepte şi forţe de avans mici pînă la medii (comenzi continue de conturare)
Acţionări electrohidraulice	în trepte	motoare cu pistoane axiale şi reductoare de presiune de ulei sau combinaţii de cilindri şi pistoane	ventile electrohidraulice discontinue	manual prin buton sau prin bandă perforată	mărimi mijlocii de maşini de frezat, găurit şi strunguri paralele cu acţionare în trepte a avansurilor şi condiţii grele de aşchiere (comenzi punct cu punct şi cu prelucrare liniară)
	fără trepte		ventile electrohidraulice continue	interpolator intern comandat prin bandă perforată	mărimi medii de maşini de frezat şi strunguri paralele cu acţionări continue ale avansurilor şi condiţii grele de aşchiere (comenzi continue de conturare)
Motoare electrohidraulice pas cu pas		motoare cu pistoane axiale şi reductoare de presiune de ulei cu ventile de impuls electrohidraulice	cu traductor de impulsuri înzestrat cu semiconductoare	interpolator intern comandat prin bandă perforată cu ieşire prin impuls sau echipamente cu bandă magnetică	maşini cu viteze şi forţe de avans relativ mici
Motor electric pas cu pas					

tele de rotație M care se solicită, cu atît mai mult este recomandabilă utilizarea motoarelor hidraulice, mai ales cînd este necesară o comportare în timp bună (constante de timp mici) la o putere de rezoluție superioară (0,01 mm sau chiar sub această valoare), cum este în cazul mașinilor cu echipamente de conturare.

— Considerînd valorile defavorabile ale efectului inerției maselor la motoarele electrice, iar la motoarele hidraulice variația viscozității uleiului, cum și șirul lung de transformări de energie—energie electrică (acționarea pompei) → → presiunea uleiului (pompă) → energie mecanică (motor hidraulic) — rezultă rațional a se aplica soluții electrice la mașini comandate numeric pentru conturare cu condiții ușoare și soluții hidraulice la mașinile de mărime medie, cu condiții de așchiere mai grele [2].

— În sfîrșit, perfecționarea motoarelor electrohidraulice pas cu pas de puteri mari, precum și extinderea altor sisteme care contopesc în același dispozitiv, atît elementul de măsură, cît și elementul de acționare [5], vor putea aduce modificări în tendințele actuale ale acționărilor reglabile din domeniul mașinilor-unelte comandate numeric.

Concluzii

— Lupta între aplicațiile de acționări reglabile electrice și hidraulice, în condițiile extinderii introducerii tiristoarelor și motoarelor pas cu pas, rămîne încă deschisă, o prezentare sintetică a tipurilor existente rezultînd din tabela 1 [6].

— Acționările reglabile de la mașinile-unelte din fabricația țării noastre sînt de tipul celor electrice, fiind în curs de elaborare o serie nouă de variatoare electronice specializate, care urmează a se aplica la diferite tipuri de mașini-unelte, dar mai ales la mașinile-unelte comandate numeric în curs de asimilare [7].

BIBLIOGRAFIE

[1] Simon, W. *Gegenüberstellung von elektrischen und hydraulischen Antriebssystem bei numerisch gesteuerte Werkzeugmaschinen.* In: VDI, Bildungswerk, Beitrag 371.

[2] Predoi, A. *Perspectiva acționărilor automate în domeniul mașinilor-unelte.* În: Automatica și Electronica, nr. 4, 1967, p. 160—163.

[3] Dodon, E. *Sisteme de acționări și transmisii reglabile hidraulice și electrohidraulice la mașinile-unelte comandate numeric.* În: Automatica și Electronica, nr. 1, 1969.

[4] Bock, L. și Bőddecker, H. *Gleichstromantriebe für Werkzeugmaschinenvorschub mit hohen Beschleunigungsvermögen über einen grossen Drehzahlregelbereich.* În: Siemens-Z. 38, H. 9, 1964, p. 685—691.

[5] Astrop, A. W. *The Hydra-Point numerical control system.* În: Machinery 108, 1966, p. 254—288.

[6] Simon, W. *Die numerische Steuerung von Werkzeugmaschinen Entwicklungsstand 1966.* În: ETZ-A 87, H. 25, 1966, p. 907—910.

[7] * * * Acționarea continuă a mașinilor-unelte. Document IPA, 333.17, 1967.

Ing. P. Constantin

Unele proprietăţi ale sistemelor discrete numerice cuprinzînd elemente numerice de corecţie de tip PD, PI, PID

Sistemele automate discrete se caracterizează prin faptul că în anumite puncte, mărimea fizică, variabila de care depinde (timpul) sau atît una cît şi cealaltă au valori discrete. În lucrările lui I. Z. Ţîpkin [1], [2] sistemele cu valori discrete ale timpului de observare (cu cuantificare în timp) sînt denumite sisteme cu impulsuri, cele cu valori discrete ale mărimii fizice (cu cuantificare în nivel), sisteme de tip releu, iar cele cu cuantificare în timp şi nivel, sisteme numerice. În literatura occidentală se utilizează termenul de *eşantionare* pentru operaţia de cuantificare în timp şi de *cuantificare* pentru cuantificarea în nivel.

Proprietăţile sistemelor de tip releu şi cu impulsuri au fost tratate pe larg în literatura de specialitate. Se menţionează lucrările clasice ale lui Ţîpkin [1], Ragazzini [2], Jury [3], Tou [4] şi Kuo [5]. Sistemele numerice au fost însă mai puţin studiate. Sistemele numerice, în care elementul numeric este folosit în calitate de element de introducere a datelor sau ca element de comparaţie, nu necesită un studiu teoretic special. O mare importanţă prezintă sistemele numerice, în care elementul numeric îndeplineşte rolul de dispozitiv de corecţie discretă. Teoria acestor sisteme, pentru cazul în care dispozitivele de corecţie se bazează pe legi generale de transformare este dezvoltată suficient în lucrările de teoria sistemelor cu impulsuri, în cadrul capitolelor de sinteză.

Analiza sistemelor numerice liniare cuprinzînd dispozitive numerice de corecţie, cu legi simple de transformare de tip P, PD, PI, PID, este mai puţin reprezentată în literatură.

Se menţionează cîteva lucrări de E. Krug [6], [7] şi lucrarea de sinteză [8].

În lucrările menţionate se dau unele proprietăţi valabile, în special pentru obiecte reglate de ordinul unu cu întîrziere. Considerînd că în practică o importanţă mare prezintă şi sistemele cu obiecte reglate de ordinul doi, în lucrarea [9] se arată unele proprietăţi ale sistemelor de acest tip cu elementele de corecţie *P*. În această lucrare se dau proprietăţile acestor sisteme pentru cazul cînd cuprind elemente de corecţie de tip PD, PI şi PID, aşezate în serie pe bucla principală.

1. Schema—bloc, ecuaţiile şi funcţiile de transfer

Se consideră sistemul numeric clasic cu corecţie discretă în serie (fig. 1). Convertorul analog numeric *CAN* îndeplineşte simultan funcţia de cuantificare în timp (eşantionare) şi de cuantificare în nivel a erorii, dispozitivul numeric de corecţie (*DNC*) transformă succesiunea de valori numerice ale erorii $\varepsilon(n)$ într-o succesiune de valori numerice $x_r(n)$ după o lege de tip PD, PI, PID, convertorul numeric discret *CND* transformă succesiunea de numere de la intrare în succesiune de impulsuri, iar elementul de fixare *EF* păstrează impulsul primit pînă la momentul discret următor, încît la ieşirea acestui element se obţine o mărime cu variaţie în trepte. Constructiv elementele *CND* şi *EF* formează un bloc comun : convertorul numeric-analog.

Ecuaţia dispozitivului de corecţie de tip PID este :

$$x_r(n) = k_1\varepsilon(n) + k_2\sum_{i=0}^{n}\varepsilon(i) + k_3[\varepsilon(n) - \varepsilon(n-1)]. \quad (1)$$

Pentru $k_2 = 0$ se obţine ecuaţia dispozitivului PD şi pentru $k_3 = 0$ a dispozitivului PI. Funcţia de transfer a elementului de fixare şi

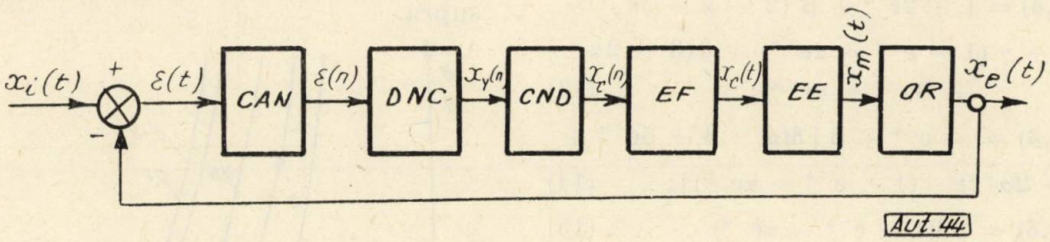


Fig. 1. Sistemul discret numeric.

a ansamblului element de execuţie — obiect reglat — considerat un element de ordinul doi este :

$$Y_f(s) = \frac{1-e^{-Ts}}{s}; \quad (2)$$

$$Y_{e0}(s) = \frac{k_0}{s(T_0 s+1)}. \quad (3)$$

Relaţiile de calcul se simplifică mult şi rezultatele se pun sub o formă uşor interpretabilă dacă în locul celor şase parametri ai sistemului (k_1, k_2, k_3, k_0, T_0 şi perioada de eşantionare T) se introduc patru parametri :

$$\alpha = \frac{T}{T_0};\ \beta = k_1 k_0 T_0;\ \gamma = \frac{k_2}{k_1};\ \delta = \frac{k_3}{k_1}. \quad (4-7)$$

Parametrul α caracterizează obiectul reglat, γ şi δ dispozitivul de corecţie, iar β depinde atît de obiectul reglat (k_0, T_0), cît şi de dispozitivul de corecţie (k_1).

Se determină apoi funcţia de transfer discretă a părţii continue, a dispozitivului de corecţie şi a sistemului deschis cu metodele cunoscute din teoria sistemelor cu impulsuri, neglijînd efectul de cuantificare în nivel şi utilizînd transformarea Laplace discretă D. Neglijarea efectului de cuantificare în nivel nu conduce la erori importante, dacă se foloseşte un număr mare de nivele (ranguri) pentru exprimarea numerică a mărimilor discrete.

Pentru dispozitivul PID se obţin următoarele expresii [8] :

$$Y_r^*(q) = k_1 \frac{(1+\gamma+\delta)e^{2q} - e^q(1+2\delta) + \delta}{e^q(e^q-1)}; \quad (8)$$

$$Y_c^*(q) = k_0 T_0 \frac{e^q(\alpha - e^{-\alpha} - 1) + (1 - e^{-\alpha} - \alpha e^{-\alpha})}{(e^q-1)(e^q - e^{-\alpha})}; \quad (9)$$

$$Y^*(q) = Y_c^*(q) \cdot Y_r^*(q). \quad (10)$$

Se determină apoi funcţia de transfer discretă referitoare la eroare a sistemului cu dispozitiv PID :

$$Y_\varepsilon^*(q) = \frac{e^q(e^q-1)^2(e^q - e^{-\alpha})}{e^{4q} + a_3(\alpha,\beta,\gamma,\delta)e^{3q} + a_2(\alpha,\beta,\gamma,\delta)e^{2q} + a_1(\alpha,\beta,\gamma,\delta)e^q + a_0(\alpha,\beta,\gamma,\delta)} \quad (11)$$

unde :

$$a_3(\alpha,\beta,\gamma,\delta) = \beta(1+\gamma+\delta)(\alpha + e^{-\alpha} - 1) - (2 + e^{-\alpha}); \quad (12)$$

$$a_2(\alpha,\beta,\gamma,\delta) = 1 + 2e^{-\alpha} + \beta(2 - \alpha - 2e^{-\alpha} - \alpha e^{-\alpha}) + \gamma(1 - e^{-\alpha} - \alpha e^{-\alpha}) + \delta(3 - 2\alpha - 3e^{-\alpha} - \alpha e^{-\alpha}); \quad (13)$$

$$a_1(\alpha,\beta,\gamma,\delta) = -e^{-\alpha} + \beta[\delta(\alpha - 3 + 3e^{-\alpha} + 2\alpha^{-\alpha}) - (1 - e^{-\alpha} - \alpha e^{-\alpha})]; \quad (14)$$

$$a_0(\alpha,\beta,\gamma,\delta) = \beta\delta(1 - e^{-\alpha} - \alpha e^{-\alpha}). \quad (15)$$

Dacă în expresia (11) se face $\gamma = 0$, se obţine funcţia de transfer PD, iar dacă se anulează δ se obţine funcţia de transfer PI.

Utilizînd funcţia de transfer discretă a sistemului închis se studiază problemele principale ale sistemelor automate : stabilitatea, regimul tranzitoriu şi regimul staţionar.

Prezintă interes să se compare între ele performanţele sistemelor discrete cu diferite dispozitive de corecţie şi totodată să se compare performanţele fiecărui sistem discret cu ale sistemului continuu echivalent, adică ale sistemului continuu care se obţine din cel discret anulînd perioada de eşantionare. Proprietăţile sistemelor continue cu diferite dispozitive de corecţie sînt expuse sistematic în lucrarea prof. C. Penescu [10].

2. Stabilitatea sistemelor numerice

Observînd că polinoamele caracteristice au un grad mic ($\leqslant 4$), stabilitatea se poate studia simplu, utilizînd criteriul lui Hurwitz extins la sisteme discrete. Pe baza acestui criteriu în literatură [1]—[5] se indică ce condiţii trebuie să îndeplinească coeficienţii polinoamelor caracteristice pentru a se asigura stabilitatea sistemelor discrete cu impulsuri. Plecînd de la aceste rezultate s-au determinat condiţiile de stabilitate ale sistemelor studiate sub forma unor inegalităţi, care trebuie să fie îndeplinite de cei patru parametri.

Pentru a avea o imagine clară a stabilităţii s-a reprezentat grafic într-un plan β, α curbele care delimitează domeniul de stabilitate pentru fiecare caz în parte.

Condiţiile de stabilitate pentru sistemul PD :

$$\beta < \frac{2(1+e^\alpha)}{(1+2\delta)[\alpha + 2 + (\alpha-2)e^\alpha]} \quad (16)$$

$$\beta^2\delta(1 - e^{-\alpha} - \alpha e^{-\alpha})[1 - \alpha - e^{-\alpha} + \alpha\delta(e^{-\alpha} - 1)] - \beta[1 - e^{-\alpha} - \alpha e^{-\alpha} + \delta(1 - \alpha - 2e^{-\alpha} + e^{-2\alpha} + \alpha e^{-2\alpha})] + (1 - e^{-\alpha}) > 0. \quad (17)$$

În figurile 2 şi 3 sînt reprezentate curbele care delimitează domeniul de stabilitate şi care derivă din condiţiile (16) şi 17).

Sistemul este stabil în domeniul situat sub aceste curbe şi instabil în domeniul situat deasupra.

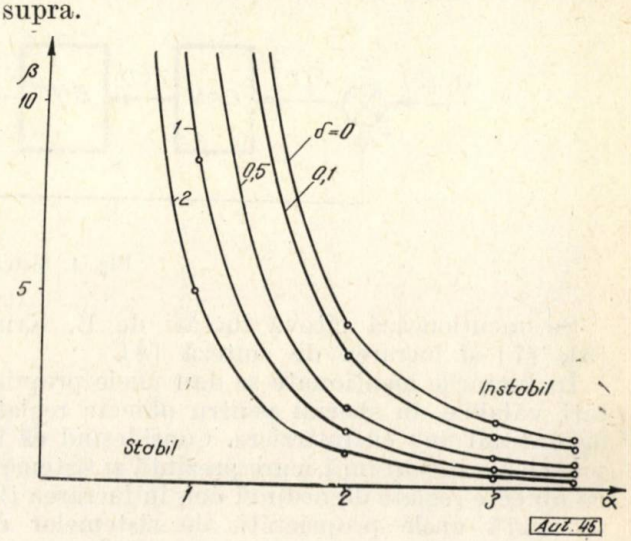


Fig. 2. Domeniul de stabilitate al sistemului PD (condiţia 16)

Domeniul de stabilitate definit de condiţia (16) (fig. 2) este mai mic decît domeniul sistemului $P(\delta = 0)$ şi se reduce atunci cînd δ creşte.

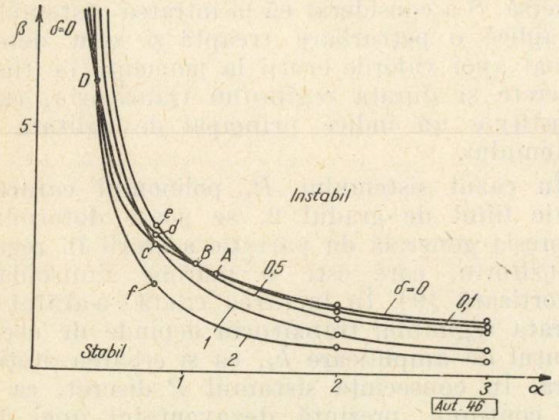


Fig. 3. Domeniul de stabilitate al sistemului PD (condiţia 17).

Domeniul definit de condiţia (17) (fig. 3) scade în raport cu domeniul sistemului $P(\delta = 0)$ pentru valori mari ale parametrului α şi creşte pentru valori mici. Variaţia domeniului de stabilitate cu δ are aspecte diferite pentru valori diferite ale parametrului α.

Sistemele continue cu dispozitive de corecţie PD au o stabilitate absolută, adică sînt stabile pentru orice valori ale parametrilor.

Condiţiile de stabilitate ale sistemului PI :

$$\beta > \frac{2}{2+\gamma} \cdot \frac{2(e^{\alpha}+1)}{\alpha+2+(\alpha-2)e^{\alpha}}; \qquad (18)$$

$$-\beta(1-e^{-\alpha}-\alpha e^{-\alpha})[\gamma(\alpha+e^{-\alpha}-1)+ \\ +\alpha(1-e^{-\alpha})]+(\alpha-\gamma)(1-e^{-\alpha})^2>0. \qquad (19)$$

Curbele, care delimitează domeniile de stabilitate, reprezentate pe baza condiţiilor (18) şi (19) (fig. 4, 5), arată că domeniul de stabilitate este mai mic decît al sistemului $P(\gamma = 0)$ şi se îngustează continuu cînd γ creşte.

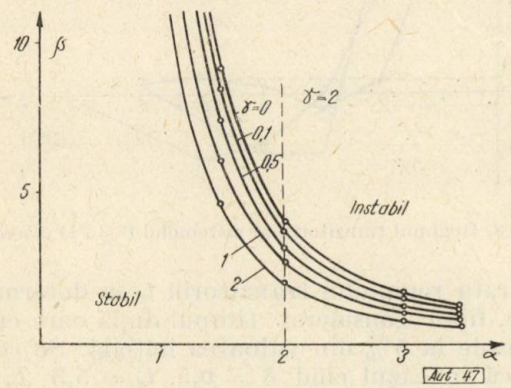


Fig. 4. Domeniul de stabilitate al sistemului PI (condiţia 18).

Din lucrarea [10] rezultă că sistemul continuu echivalent este stabil cînd $\alpha > \gamma$, adică pentru domeniul situat în dreapta verticalelor $\alpha = \gamma$, astfel că domeniul de stabilitate al sistemului discret este mai redus decît al celui continuu echivalent.

Condiţiile de stabilitate pentru sistemul PID :

$$\beta < \frac{4(1+e^{\alpha})}{(\gamma+2+4\delta)[\alpha+2+(\alpha-2)e^{\alpha}]}; \qquad (20)$$

$$f_1(\alpha,\gamma,\delta)\beta^2+f_2(\alpha,\gamma,\delta)\beta+f_3(\alpha,\gamma)>0; \qquad (21)$$

$$f_1(\alpha,\gamma,\delta)=\delta(1-e^{-\alpha}-\alpha e^{-\alpha})[\alpha(1-\alpha- \\ -e^{-\alpha})(1-e^{-\alpha})-\alpha^2(1-e^{-\alpha})^2\gamma\delta-(\alpha+e^{-\alpha}- \\ -1)^2\gamma^2-(\alpha+e^{-\alpha}-1)(2\alpha+e^{-\alpha}-\alpha e^{-\alpha}- \\ -1)\gamma-\alpha^2(1-e^{-\alpha})^2\delta]; \qquad (22)$$

$$f_2(\alpha,\gamma,\delta)=\alpha(e^{-\alpha}-1)(1-e^{-\alpha}-\alpha e^{-\alpha})- \\ -(\alpha+e^{-\alpha}-1)(1-e^{-\alpha}-\alpha e^{-\alpha})\gamma+\alpha(1- \\ -e^{-\alpha})^2(\alpha+\alpha e^{-\alpha}-1+e^{-\alpha})\delta+(1-e^{-\alpha})^2(\alpha^2- \\ -\alpha e^{-\alpha}-e^{-\alpha}+1)\gamma\delta; \qquad (23)$$

$$f_3(\alpha,\gamma)=(\alpha-\gamma)(1-e^{-\alpha})^2. \qquad (24)$$

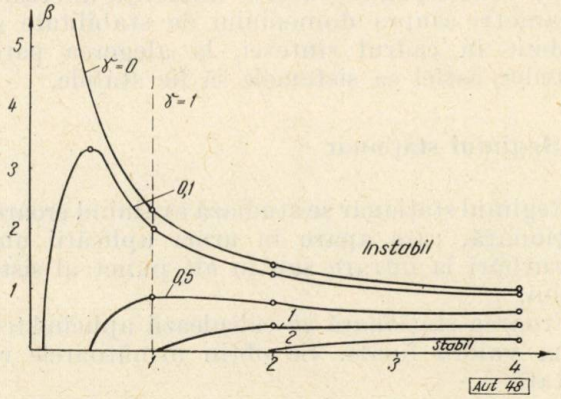


Fig. 5. Domeniul de stabilitate al sistemului PI (condiţia 19).

În figurile 6 şi 7 s-au reprezentat curbele care limitează domeniul de stabilitate, pentru $\gamma = 0{,}5$ şi cîteva valori ale parametrului δ.

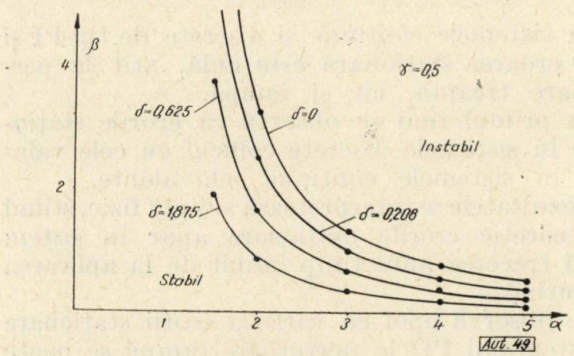


Fig. 6. Domeniul de stabilitate al sistemului PID (condiţia 20).

Din figura 6 rezultă că domeniul de stabilitate al sistemului PID dedus din condiţia (20) este mai redus decît al sistemului PI ($\delta = 0$) şi scade cînd δ creşte.

Condiţia (21) duce la un domeniu mai larg decît al sistemului PI ($\delta = 0$) (fig. 7), care creşte cînd δ creşte.

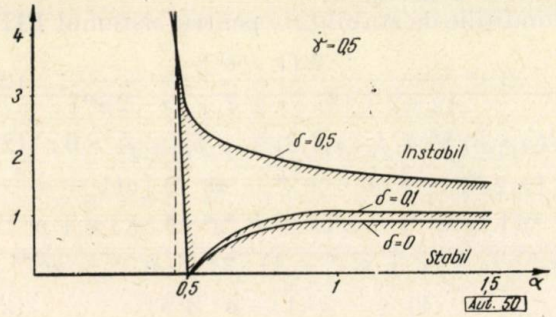


Fig. 7. Domeniul de stabilitate al sistemului PID (condiţia 21).

Caracteristicile de stabilitate reprezentate în figurile 2—7 sînt deosebit de utile, deoarece permit să se compare între ele domeniile de stabilitate ale sistemelor cu elemente de corecţie diferite, să se observe influenţa diferiţilor parametri asupra domeniului de stabilitate şi, evident în cadrul sintezei, la alegerea parametrilor astfel ca sistemele să fie stabile.

3. Regimul staţionar

Regimul staţionar se studiază evaluînd eroarea staţionară, care apare în urma aplicării unei perturbări la intrare sau în alt punct al sistemului.

Eroarea staţionară se calculează aplicînd teorema valorii finale. Se obţin următoarele rezultate.

În sistemele continue şi discrete de tip P şi PD eroarea staţionară la perturbare treaptă este nulă, iar la perturbare liniară (rampă) are expresia:

$$\varepsilon_{st} = \frac{1}{k_0 k_1}.$$

În sistemele continue şi discrete de tip PI şi PID eroarea staţionară este nulă, atît la perturbare treaptă, cît şi rampă.

În primul rînd se observă că erorile staţionare în sistemele discrete coincid cu cele valabile în sistemele continue echivalente.

Rezultatele se interpretează simplu fizic, ştiind că teoretic erorile staţionare apar în sistem după trecerea unui timp infinit de la aplicarea perturbării.

Se observă apoi că variaţia erorii staţionare a sistemului PD la perturbare rampă se poate face prin variaţia coeficientului k_1 al elementului de corecţie.

Erorile staţionare care apar în sistemele PI şi PID la acţiuni treaptă şi rampă sînt nule. Această proprietate constituie avantajul principal al introducerii legilor de transformare de tip PI şi PID.

4. Regimul tranzitoriu

Expresia erorii în regim tranzitoriu se determină folosind transformarea Laplace discretă inversă. S-a considerat că la intrarea sistemului se aplică o perturbare treaptă şi s-au determinat apoi valorile erorii la momente de timp discrete şi durata regimului tranzitoriu, care constituie un indice principal de calitate al sistemului.

În cazul sistemului P, polinomul caracteristic fiind de gradul 2, se poate determina expresia generală de variaţie a erorii în regim tranzitoriu, care este o mărime sinusoidală amortizată [9]. În lucrarea citată s-a arătat că durata regimului tranzitoriu depinde de coeficientul de amplificare k_1, ca şi eroarea staţionară. În consecinţă sistemul P discret, ca şi cel continuu, prezintă dezavantajul unei dependenţe între reglajul de eroare staţionară şi cel de durată a regimului tranzitoriu.

În cazul sistemelor PD, PI, PID nu este posibil să se determine expresia generală a variaţiei erorii în regim tranzitoriu, deoarece polinomul caracteristic este de gradul trei sau patru, încît problema se rezolvă pentru diferite valori numerice ale parametrilor.

În figura 8 s-a reprezentat variaţia erorii în tranzitoriu la momente de timp discrete pentru diferite valori ale parametrilor sistemului PD.

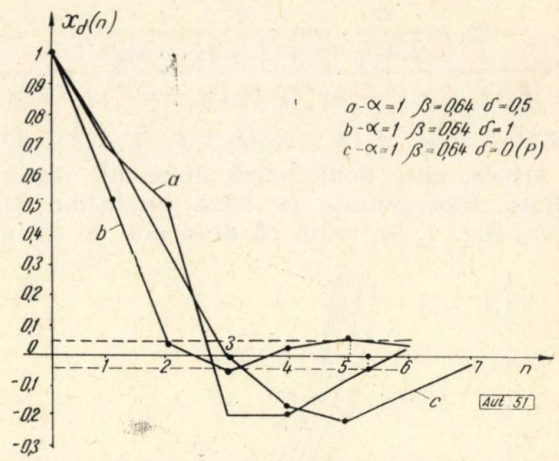


Fig. 8. Regimul tranzitoriu al sistemului P şi PD discret.

Durata regimului tranzitoriu t_d se determină grafic, fiind considerat timpul după care eroarea scade la 5% din valoarea iniţială. Se constată că în cazul cînd $\delta = 0{,}5$, $t_d = 5{,}3\ T$, iar cînd $\delta = 1$, $t_d = 5{,}05$ T, astfel că durata regimului tranzitoriu se poate varia prin variaţia coeficientului $\delta(k_3)$. Cum eroarea staţionară se poate varia prin variaţia coeficientului k_1, rezultă că sistemul PD prezintă avantajul unor reglaje independente de eroare staţionară şi regim tranzitoriu.

Din figura 8 se observă că durata regimului tranzitoriu al sistemului PD scade faţă de sistemul P (curba C).

Pentru sistemul PD continuu echivalent la $\delta = 0{,}5$ şi $T = 1$ s se obţine variaţia erorii reprezentată în figura 9.

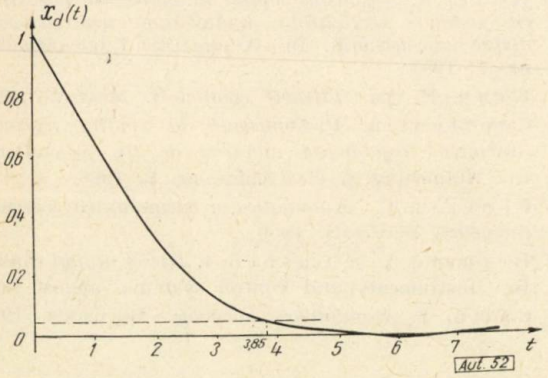


Fig. 9. Regimul tranzitoriu al sistemului PD continuu.

Durata regimului tranzitoriu se determină grafic şi se obţine $t_c = 3{,}85$ s mai mică decît a sistemului discret echivalent (5,3 s).

În figura 10 s-a reprezentat variaţia erorii în regim tranzitoriu pentru un sistem discret PI cu parametrii $\alpha = 1$, $\beta = 0{,}64$ şi $\gamma = 0{,}1$. Durata sistemului tranzitoriu, obţinută grafic, are valoarea 9,1 T şi este mai mare decît la sistemele P şi PD.

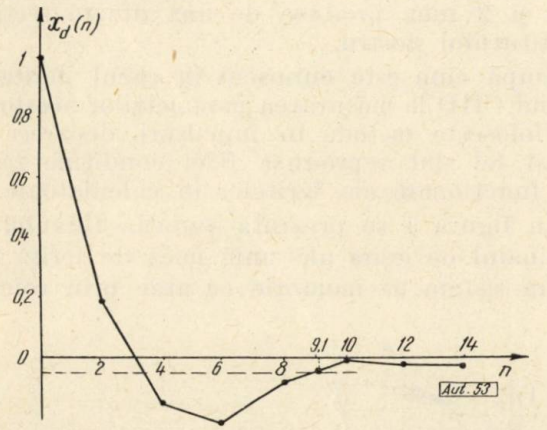


Fig. 10. Regimul tranzitoriu al sistemului PI discret.

Pentru $\alpha = 1$, $\beta = 0{,}64$, $\gamma = 0{,}5$ eroarea se pune sub forma:

$$\varepsilon(n) = -0{,}124\ e^{-0{,}54(n-1)} - 1{,}24\ e^{-0{,}04} \sin(41°40'n - 82°47').$$

Observînd că componenta aperiodică se amortizează mult mai repede decît cea oscilantă, rezultă că durata regimului tranzitoriu este determinată practic de componenta oscilantă. Considerînd că durata regimului tranzitoriu este timpul după care amplitudinea acestei componente scade la 5% din valoarea iniţială a erorii, se obţine $t_d = 80$ T, mult mai mare decît la sistemele P şi PD.

Pentru $\alpha = 1$, $\beta = 0{,}64$, $\gamma = 0{,}5$ şi $T = 2$ s, eroarea sistemului continuu echivalent este dată de expresia:

$$\varepsilon(t) = -0{,}25\ e^{-0{,}365t} - 1{,}25\ e^{-0{,}066t} \sin(0{,}325t - 1{,}554).$$

Se calculează durata regimului tranzitoriu luînd în considerare componenta armonică, care se amortizează mult mai tîrziu şi se obţine $t_c = 48{,}5$ s, sensibil mai mică decît a sistemului discret ($2 \times 80 = 160$ s).

Din exemplele arătate rezultă că sistemul discret PI are un regim tranzitoriu mai lung decît sistemele P şi PD şi decît sistemul continuu echivalent. Cu toate acestea sistemul PI este preferat în practică, deoarece păstrează avantajul independenţei între reglajele de eroare staţionară şi de regim tranzitoriu şi are o eroare staţionară nulă la perturbări treaptă şi rampă.

Eroarea sistemului discret PID pentru $\alpha = 1$, $\beta = 0{,}64$, $\gamma = 0{,}1$ şi $\delta = 0{,}5$ are expresia:

$$\varepsilon(n) = 1(n) - 1\ (n-1) - 0{,}22\ e^{-0{,}131(n-1)} - 0{,}054\ e^{-1{,}133(n-1)} + 2{,}35\ e^{0{,}58} \sin 43°55'n - 1{,}06 e^{-0{,}58(n-1)} \sin 43°55'\ (n-1).$$

Calculînd durata regimului tranzitoriu luînd în considerare numai componenta aperiodică care se amortizează cel mai tîrziu, se obţine $t_d = 10{,}9$ T, puţin mai mare decît a sistemului PI corespunzător (9,1 T). Pentru $\alpha = 1$, $\beta = 0{,}64$, $\gamma = 0{,}5$, $\delta = 0{,}5$ eroarea are expresia:

$$\varepsilon(n) = -1{,}77\ e^{-0{,}24n} \sin(41°09'\ n - 74°56').$$

În acest caz se obţine analitic durata $t_d = 14{,}6$ T mult mai mică decît a sistemului PI corespunzător (80 T).

Eroarea sistemului continuu echivalent pentru $\alpha = 1$, $\beta = 0{,}64$, $\gamma = 0{,}5$, $\delta = 0{,}5$ $T = 2$ s, are expresia:

$$\varepsilon(t) = -1{,}05\ e^{-0{,}03t} \sin(0{,}272\ t - 1{,}284).$$

Durata regimului tranzitoriu $t_c = 38$ s este mai mare decît a sistemului discret ($2 \times 14{,}6 = 29{,}2$ s).

5. Concluzii

Sistemele discrete numerice au domenii de stabilitate mai reduse decît sistemele continue. Acest dezavantaj este însă compensat de faptul că, din considerente practice, limitele de variaţie ale parametrilor sistemelor numerice sînt mai largi decît ale sistemelor continue [8].

Dintre sistemele numerice, sistemul PID poate asigura performanţele maxime, în ceea ce pri-

veşte domeniul de stabilitate, regimul tranzitoriu şi cel staţionar.

Comparaţia cu sistemele continue este valabilă pentru cazurile concrete considerate. Pentru concluzii mai generale este necesar să se studieze, prin modelare cu calculatoare, un număr mare de cazuri şi să se compare sistemele numerice optimale cu sistemele continue optimale, care au acelaşi obiect reglat. Unele concluzii obţinute pe această cale sînt date în [11] şi în alte lucrări mai recente.

BIBLIOGRAFIE

[1] Ţîpkin, Ia. Z. *Teoriia lineinîh impulsnîh sistem.* Moscova, 1963.

[2] Ragazzini, J. şi Franklin, G. *Sampled-data Control Systems.* New York, 1958.

[3] Jury, E. *Sampled-data Control systems.* New York, 1958.

[4] Tou, I. *Digital and sampled-data Control Systems.* New York, 1959.

[5] Kuo, B. *Analysis and synthesis of sampled-data Control Systems.* New Jersey, 1965.

[6] Krug, E. *Dinamiceskie svoistva i nastroika sistem c diskretnîmi regulatorami.* În: Avtomatica i telemehanika, nr. 4, 1962.

[7] Krug, E. *Nekotorie voprosî dinamiceskih harakteristik sistem s razlicinîmi reguliatorami neprerîvnovo i diskretnovo deistviia.* În: Avtomatika i telemehanika, nr. 7, 1964.

[8] Krug, E. ş.a. *Ţifrovie reguliatorî.* Moscova, 1966.

[9] Constantin, P. *Contribuţii la studiul sistemelor cuprinzînd regulatoare numerice de tip proporţional.* În: Automatica şi electronica, nr. 2, 1966.

[10] Penescu, C. *Automatica şi telemecanica sistemelor energetice.* Bucureşti, 1959.

[11] Bernard, I. şi Cashen, I. *Direct digital control.* În: Instruments and control systems, august 1965.

[12] Călin, S. *Regulatoare automate.* Bucureşti, 1967.

Ing. P. STURZU şi ing. C. MOLDOVEANU

Generator pentru o instalaţie de măsurare a feritelor de memorie

Cerinţele tot mai mari ale dezvoltării economiei ţării noastre privind construirea şi introducerea în exploatare a unui număr tot mai mare de calculatoare electronice în cele mai diferite ramuri au impus orientarea cercetării ştiinţifice în direcţia producerii de masă a unor materiale magnetice cu performanţe competitive celor produse pe plan mondial.

Una dintre problemele esenţiale ale unei asemenea dezvoltări o constituie elaborarea unor procedee adecvate care să permită determinarea cu o precizie suficientă a celor mai importanţi parametri necesari pentru construirea memoriilor din calculatoare.

În acest sens problema prezintă două aspecte :

În primul rînd, pentru necesităţi de laborator, este nevoie de o instalaţie care să permită executarea unei game variate de măsurări asupra miezurilor, rezultatele obţinute urmînd a servi la elaborarea unor compoziţii şi procese tehnologice optime pentru atingerea parametrilor propuşi.

În al doilea rînd, pentru deservirea viitoarei fabrici de ferite, va fi necesară o instalaţie automată de mare productivitate care să permită selectarea feritelor produse în clase corespunzătoare după parametri, în funcţie de destinaţia ce urmează a fi dată feritelor, potrivit cerinţelor utilizatorilor.

Acest articol îşi propune să prezinte rezultatele cercetărilor efectuate la I.C.E. în vederea elaborării unui generator specializat pentru executarea măsurărilor asupra unor miezuri de ferită de memorie cu diametrul cuprins între 0,5 şi 2 mm, produse de una dintre secţiile institutului nostru.

După cum este cunoscut în cazul feritelor avînd CHD la măsurarea parametrilor acestora, se foloseşte metoda în impulsuri, deoarece în acest fel sînt reproduse fidel condiţiile reale de funcţionare ale feritelor în calculatoare.

În figura 1 se prezintă variaţia fluxului şi semnalul de ieşire ale unui miez de ferită într-un sistem de memorie cu atac prin coinci-

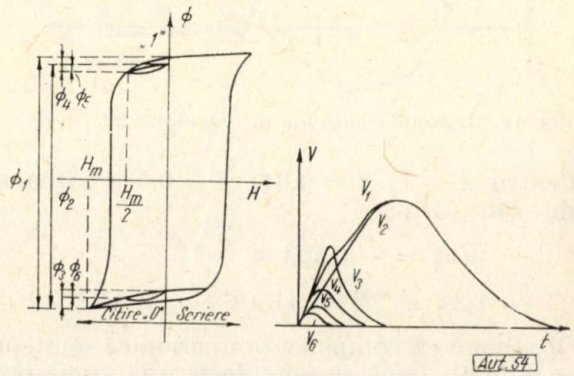


Fig. 1. Variaţia fluxului şi semnalul de ieşire al unui miez de ferită :

H_m – valoarea maximă a impulsului magnetic; $\phi_1 - \phi_6$ – valorile fluxului magnetic conţinute în tabela 1; $V_1 - V_6$ – valorile tensiunii de ieşire ale unui miez de ferită conţinute în tabela 1.

denţă, iar în figura 2 se prezintă un tren de impulsuri utilizat pentru încercarea acestuia.

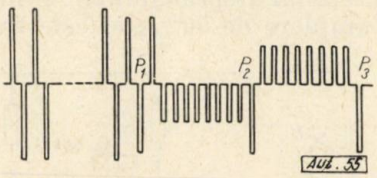


Fig. 2. Programul de impulsuri : P_1 produce 1 neperturbat uv_1; P_3 produce 1 perturbat rv_1; P_4 produce 0 perturbat dv_2.

Toate semnalele de răspuns, susceptibile să apară într-o memorie prin coincidenţă, sînt prezentate în tabela 1, la care este raportată figura 1.

Tabela 1

Semnal de ieşire	Simbol	Amplitudinea de atac	Informaţia înmagazinată	Variaţia fluxului	Tensiunea de ieşire
1 neperturbat	uV_1	H_m	1	Φ_1	V_1
1 perturbat	rV_1	H_m	1	Φ_2	V_2
0 perturbat	dV_z	H_m	0	Φ_3	V_3
Prima perturbare 1	—	$H_m/2$	1	Φ_4	V_4
Perturbarea lui 1	rV_{h1}	$H_m/2$	1	Φ_5	V_5
Perturbarea lui 0	rV_{hz}	$H_m/2$	0	Φ_6	V_6

Conform normelor în vigoare, măsurările în impulsuri se efectuează cu un program în cadrul căruia perturbarea poziţiei 0 a feritei se face cu un număr de 5—20 semiimpulsuri de scriere (pozitive), după care se aplică impulsul de citire (negativ) care provoacă răspunsul feritei, după care se face sortarea. În general este indicat ca înaintea fiecărei măsurări, ferita să fie adusă pe ciclul limită ; în acest sens, în program se includ impulsuri pentru crearea preistoriei.

În funcţie de forma răspunsului procedeele de testare pot fi diferite ; în figura 3 se prezintă unul dintre cele mai complete moduri de testare care implică :

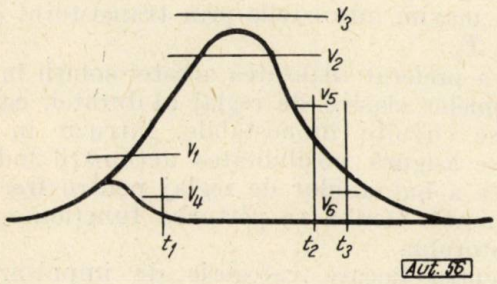


Fig. 3. Modalităţi de testare ale miezurilor de ferită.

— Pentru impulsul util 1 (perturbat sau neperturbat), sortarea se face după următoarele criterii :

a) Impulsul să aibă valoarea maximă cuprinsă între două limite, stabilite anterior ($V_2 < 1 < V_3$).

b) Impulsul să descrească după o curbă plasată înr-o regiune fixată anterior, pentru două momente date $[V_5(t_2) > 1 > V_5(t_3)]$.

— Pentru impulsul perturbator 0, sortarea se face după următoarele criterii :

a) Impulsul să aibă o valoarea maximă inferioară unui nivel impus ($0 > V_1$).

b) Impulsul să descrească suficient pentru ca la un moment dat să se plaseze sub o valoare fixată : $[0 < V_4(t_1)]$.

Conform cu severitatea condiţiilor de proiectare a memoriei, criteriile de discriminare a răspunsului pot fi simplificate sau complicate faţă de exemplul precedent.

Parametrii generatorului sînt următorii :

— frecvenţă de repetiţie a tactelor din program 1 kHz—2 MHz, continuu variabilă ;

— fronturi variabile independent între 50 ns şi 2 μs ;

— durata cuprinsă între 0,25 şi 10 μs ;

— amplitudinea reglabilă în trepte şi fin între 0 şi 1 A ;

— numărul maxim de impulsuri din program, 32.

În principiu, generatorul este constituit din trei părţi componente : oscilatorul pilot, selectorul matricial care generază cele 32 de tacte al programului şi grupul celor şase blocuri generatoare, care furnizează fiecare cîte un impuls de polaritate, amplitudine, durată şi fronturi determinate. Necesitatea unui număr de şase blocuri generatoare rezultă din faptul că, după cum se observă din figura 2, în componenţa programului intră şase categorii diferite de impulsuri.

Schema-bloc este prezentată în figura 4. După cum se observă, semnalul sinusoidal de frecvenţă variabilă comandă atît registrul de deplasare RD, cît şi cele şase blocuri generatoare. De la selectorul matricial SM se transmit impulsuri de tact blocurilor generatoare prin circuitele SAU ; aceste impulsuri deschid circuitele poartă incluse în blocurile generatoare.

Fiecare din aceste blocuri cuprinde circuite de reglare a duratei, amplitudinii şi fronturilor, care vor fi prezentate în continuare.

Oscilatorul pilot este de tip RC cu reacţie pozitivă neselectivă şi reacţie negativă selectivă aplicată printr-o reţea RC minimală de tip T podit (fig. 5) ; oscilatorul este echipat cu două transistoare de tip OC 171 ; reglajul frecvenţei se face prin modificarea capacităţilor C_1, C_2 (brut) şi a rezistenţelor R_1, R_2 (fin).

Întreaga gamă de frecvenţe este împărţită în cinci subgame, după cum urmează : 1 kHz — 5 kHz ; 5 kHz—20 kHz ; 20 kHz — 100 kHz ; 100 kHz — 0,5 MHz ; 0,5 MHz — 2 MHz.

Realizarea registrului de deplasare şi a selectorului matricial nu prezintă particularităţi faţă de schemele clasice cunoscute. Astfel re-

gistrul de deplasare este format din cinci celule bistabile echipate cu transistoare de tip OC 171; selectorul matricial cuprinde 160 diode EFD 106 şi furnizează cele 32 de tacte necesare programării.

Pentru reglarea duratei s-a realizat un circuit care permite reglarea lăţimii impulsurilor între 0,25 şi 10 μs; în acelaşi timp circuitul are proprietatea de a asigura menţinerea unui

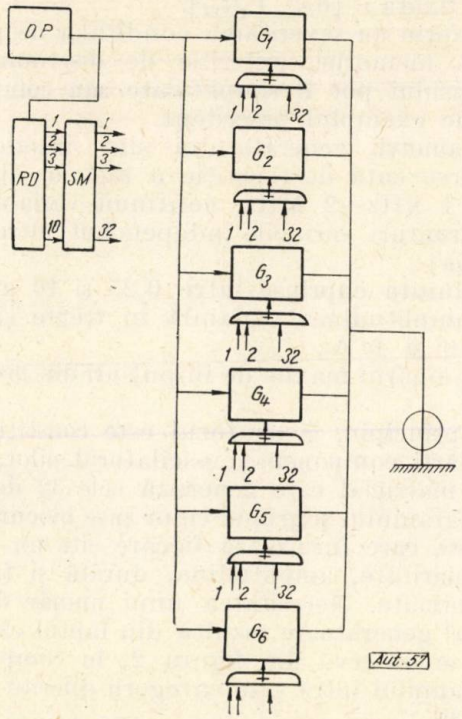


Fig. 4. Schema-bloc a generatorului.

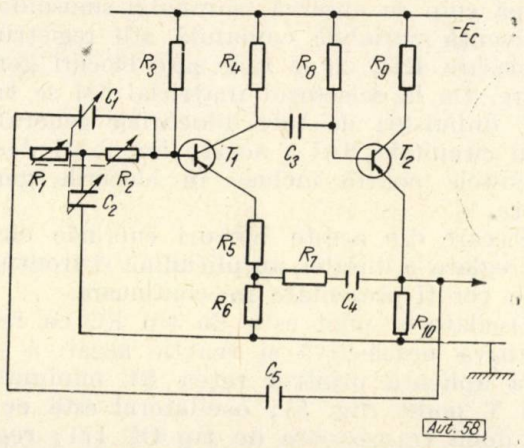


Fig. 5. Schema de principiu a oscilatorului pilot.

coeficient de umplere limitat la 50%, independent de frecvenţă.

Domeniul de variaţie al duratei impulsurilor din program s-a ales între limitele 0,25 şi 10 μs, avîndu-se în vedere că ele trebuie să fie echivalente cu impulsuri treaptă, adică să aibă o durată cu mult mai mare decît răspunsul feritelor; practic se consideră suficientă o durată a impulsurilor de test de 2,5÷3 ori mai mare decît a răspunsului feritei. Schema de principiu este prezentată în figura 6. La intrare se aplică un semnal dreptunghiular, avînd un coeficient de umplere de 50%; el este transformat,

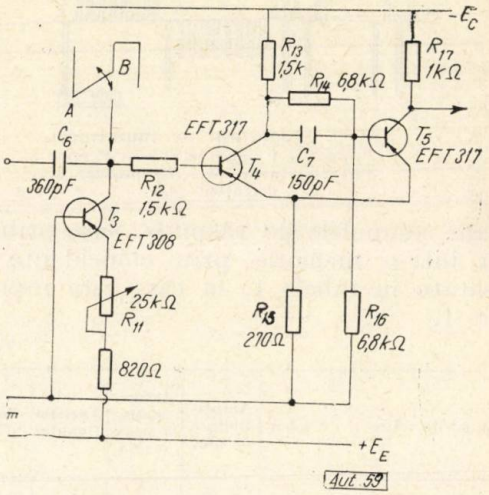


Fig. 6. Schema etajului de reglare a duratei.

cu ajutorul etajului cu baza la masă, realizat cu transistorul T_3, într-un semnal trapezoidal, avînd înclinarea porţiunii AB variabilă cu ajutorul rezistenţei R_{11}.

Semnalul astfel format se aplică triggerului Schmitt echipat cu transistoarele T_4, T_5 al cărui prag de deschidere se află situat între nivelele corespunzătoare punctelor A şi B ale semnalului, la ieşire rezultînd impulsuri dreptunghiulare de durată variabilă, coeficientul de umplere rămînînd inferior valorii de 50%. Evident că pentru acelaşi scop s-ar fi putut întrebuinţa un circuit de diferenţiere cu elemente pasive (RC) urmat de acelaşi trigger Schmitt. Utilizarea circuitului de descărcare liniară prezintă avantajul unei reglări de asemenea liniare a duratei, cu ajutorul potenţiometrului R_{11}; constanta de timp $R_{11}C_6$ s-a ales astfel ca durata să varieze în limitele impuse, păstrînd în acelaşi timp un curent inferior valorii maxim admisibile prin transistorul de reglaj T_3.

S-a preferat utilizarea acestei soluţii în locul schemelor clasice de reglaj al duratei, care folosesc circuite monostabile, întrucît în acest fel se asigură posibilitatea acţionării independente a butoanelor de reglaj pentru frecvenţă şi durată, fără a se perturba funcţionarea generatorului.

Pentru fiecare categorie de impulsuri din program se efectuează reglajul separat şi independent al frontului anterior şi posterior.

Necesitatea reglării frontului anterior este esenţială, deoarece rapiditatea acestuia determină amplitudinea tensiunilor de ieşire din tabela 1.

În ceea ce priveşte frontul posterior, acesta este mai puţin important; în general se reco-

mandă să aibă aproximativ aceeaşi mărime cu cel anterior cu posibilitatea de variaţie independentă.

Evident că în funcţie de polaritatea impulsurilor din program atît frontul anterior, cît şi cel posterior poate fi pozitiv sau negativ.

Reglarea frontului negativ se face cu ajutorul circuitului de tip boot-strap prezentat în figura 7.

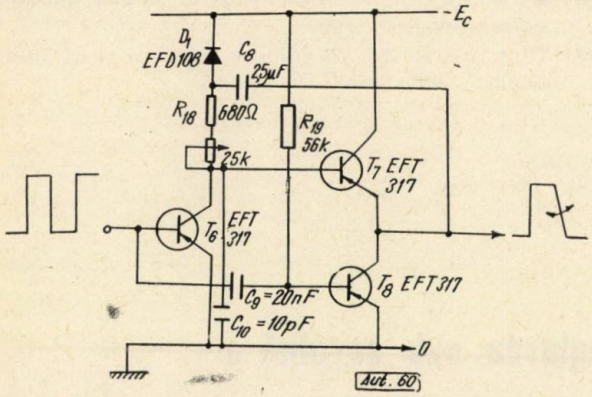


Fig. 7. Schema etajului de reglare a frontului negativ.

Transistorul T_8 care constituie sarcina repetorului pe emitor asigură o liniaritate ridicată a frontului, ca şi o reîncărcare rapidă a capacităţii C_8 în timpul frontului pozitiv.

Constanta de timp $R_{18}C_{10}$ s-a ales din condiţia ca frontul să varieze între 0,05 şi 2 μs; valoarea minimă a rezistenţei R_{18} asigură un curent prin transistorul de comandă T_6, inferior valorii maxime admisibile.

Circuitul de reglare al frontului pozitiv urmează după cel prezentat mai sus şi este constituit dintr-o schemă de descărcare liniară (fig. 8). Acest circuit are proprietatea că transmite neschimbat frontul negativ, reglat în prealabil,

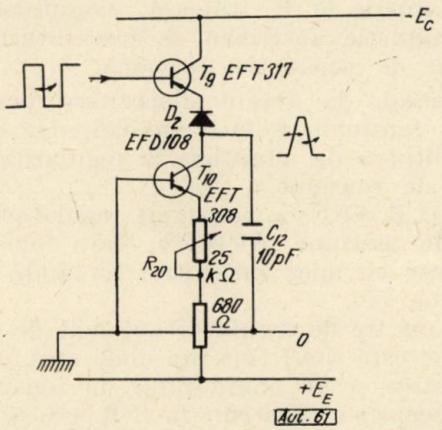


Fig. 8. Schema etajului de reglare a frontului pozitiv.

acţionînd numai asupra celui pozitiv. Funcţionarea are loc astfel: frontul pozitiv blochează repetorul T_9 şi dioda D_2, iar condensatorul C_2 se descarcă la masă prin rezistenţa dinamică mare pe care o prezintă transistorul T_{10} montat cu baza la masă.

Prin introducerea diodei D_2 se înlătură efectul capacităţii bază-emitor a repetorului blocat, care ar transmite o porţiune nedorită din frontul pozitiv aplicat la intrare.

Frontul negativ deschide atît dioda, cît şi repetorul, transmiţîndu-se neschimbat şi încarcă condensatorul C_{12} prin impedanţa de ieşire a repetorului deschis.

Valorile R_{20}, C_{12} s-au ales ca şi mai înainte din condiţii similare reglării frontului negativ.

Reglajul amplitudinii se face în etajul final echipat cu patru transistoare de tip BSY 46 funcţionînd în paralel.

În figura 9 este prezentat etajul final cu sarcina montată în emitor (generator de impulsuri negative). Pentru cazul sarcinii montate în colector schema este similară.

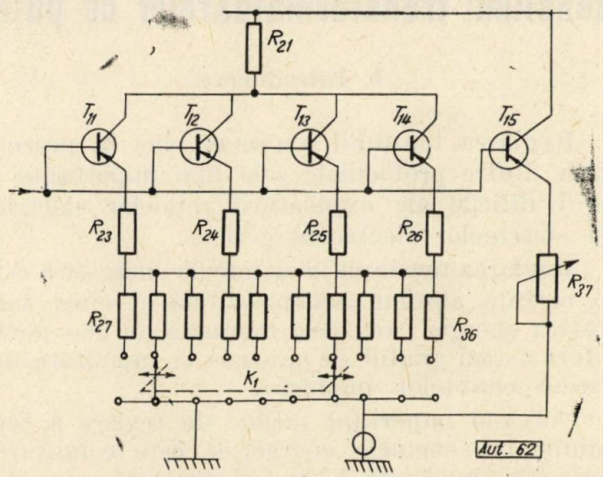


Fig. 9. Schema etajului final cu sarcină în emitor.

Reglajul brut se face în zece trepte de cîte 100 mA prin divizarea variabilă a curentului de 1 A prin ferită sau direct spre masă, cu ajutorul comutatorului K_1. Reglajul fin se face cu ajutorul potenţiometrului R_{37} care variază curentul introdus prin ferită de transistorul suplimentar T_{15} de tip BSY 46.

Pentru necesităţi de cercetare generatorul descris permite, asociat cu un osciloscop, cu sensibilitate adecvată, studierea răspunsului miezurilor de ferită de memorie testate cu programul de impulsuri impus.

De remarcat este faptul că se pot evalua variaţiile răspunsurilor feritelor în funcţie de mărimea fronturilor impulsurilor şi în special de frecvenţa de repetiţie a tactelor. Acest din urmă aspect prezintă un deosebit interes, întrucît se ştie că la frecvenţe mari de basculare a feritelor (de ordinul sutelor de kHz) apar

fenomene nedorite datorite pierderilor suplimentare prin încălzire, problemă nestudiată pînă în prezent la noi în ţară.

În ceea ce priveşte sortarea industrială a miezurilor de ferită, se precizează că generatorul descris poate servi ca unitate de test într-o instalaţie complet automatizată.

BIBLIOGRAFIE

[1] * * * *Catalog de materiale magnetice.* Siemens 1967/1968.

[2] Joffe A.F. şi Filinov, E. N. *Izmerenia parametrov feritovih serdecinikov s priamougolnoi petlei ghisterezisa.* Moscova, 1963.

[3] Littauer, R. *Pulse Electronics.* New York, McGraw Hill, 1965.

[4] Milmann, Taub. *Pulse, digital and switching waveforms.* New York, McGraw Hill, 1965.

[5] * * * *Transistor Circuit Design.* Texas Instrument, 1963.

[6] * * * *Circuite cu transistoare în telecomunicaţii.* Bucureşti, Editura tehnică, 1963.

[7] Andreescu, R. *Generatoare de semnal.* Bucureşti, Editura tehnică, 1967.

[8] Towers, T. D. *Elements of transistor pulse circuits.* London, Iliffe Books Ltd, 1965.

Ing. A. KELEMEN, ing. D. GLIGOR şi ing. M. CRIVII

Regulator automat de tensiune pentru reglarea sub sarcină a tensiunii transformatoarelor de putere

I. Introducere

Reglarea tensiunii a rămas pînă în prezent una dintre problemele cele mai importante şi mai dificile ale exploatării reţelelor electrice şi sistemelor electroenergetice.

Reglarea tensiunii în sistemele energetice este o cerinţă absolut indispensabilă a bunei calităţi a energiei; reglarea manuală nu mai poate oferi astăzi gradul de precizie şi rapiditate necesar cerinţelor moderne.

Cel mai important mijloc de reglare a tensiunii în sistemele energetice este comutarea prizelor prevăzute la transformatoare şi autotransformatoare.

Reglarea tensiunii la staţiile ridicătoare ale sistemului energetic se poate face prin două metode:

1. Alternatorul asigură integral reglajul tensiunii, iar transformatorul din staţia ridicătoare nu este prevăzut decît cu prize fixe necomutabile sub sarcină. Acest sistem se aplică aproape exclusiv în următoarele ţări: Belgia, Franţa, Italia, Olanda, Norvegia, Suedia, Elveţia şi S.U.A. [6].

2. Alternatorul asigură un reglaj al tensiunii în limite mai restrînse, restul domeniului de reglaj fiind acoperit de transformatoare ridicătoare cu prize reglabile sub sarcină. Acest sistem se utilizează în Germania şi Anglia şi există tendinţa de generalizare a lui [6].

La staţiile coborîtoare reglajul tensiunii cu ajutorul transformatoarelor cu prize comutabile sub sarcină este un procedeu aproape universal adoptat în Europa, pe cînd în America numai 50% din transformatoare sînt dotate cu astfel de dispozitive [6].

Atunci cînd este vorba numai de reglarea tensiunii, comanda automată este din ce în ce mai utilizată, în special în Franţa, Anglia şi Suedia şi aproape exclusiv în Olanda şi Belgia [6].

Reglarea distribuţiei puterii reactive constituie adesea obiectul indirect al reglării tensiunii în reţelele interconectate.

Comanda pentru reglarea tensiunii transformatoarelor fabricate la uzina „Electroputere" Craiova se realizează cu comutatoare de ploturi de producţie străină: comutatorul PC-2 de producţie R. P. Bulgară, comutatorul Elin de producţie austriacă şi comutatorul Reinhansen de producţie germană.

Comanda la aceste dispozitive pentru reglarea tensiunii se face manual, dar există şi posibilitatea de adaptare la regulatoare automate de tensiune.

În U.R.S.S. s-a construit regulatorul automat de tensiune APHT-1, care foloseşte inductanţe cu miez saturat şi comandă relee de tensiune [7].

Un alt tip de regulator automat de tensiune sovietic este constituit din două amplificatoare magnetice şi un comparator de tensiune [6]. Mai recent s-a construit în U.R.S.S. un regulator automat de tensiune, al cărui organ de măsură este compus din două diode tunel. Funcţionarea se bazează pe proprietatea diodei tunel de a-şi schimba rezistenţa proprie în salturi (efect tunel). Acest regulator a dat rezultate bune şi a fost verificat în exploatare în anul 1964 [9].

Firma Ferraris construieşte regulatoare cu măsurare directă, executate de preferinţă cu element de măsurare cu inducţie [6].

Un alt tip de regulator se bazează pe o comparaţie mecanică între valoarea reală şi valoarea prescrisă a tensiunii [6].

Firma Gossen & Co. GmbH Erlangen construieşte regulatoare de tensiune al căror circuit de măsură este conceput conform principiului instrumentului cu cadru mobil [10].

În R. S. Cehoslovacă se confecţionează regulatoare automate de tensiune de tipul HRT-2. Elementul de măsurare este de tip electromagnetic [8].

Un regulator original a fost elaborat la Întreprinderea de raţionalizări şi modernizări energetice. La acest regulator compararea dintre valoarea tensiunii reglate şi valoarea de referinţă se face în curent alternativ pe secundarul unui transformator.

În această lucrare se descrie un regulator automat de tensiune electronic bazat pe circuite basculante Schmitt, cu posibilitate de a comanda dispozitivul PC-2, tip Mz-2, utilizat în mare măsură în ţară pentru reglajul sub sarcină al tensiunii transformatoarelor [3]. Acest regulator electronic poate da comandă de reglaj al tensiunii şi pentru celelalte tipuri de comutatoare de ploturi. Acest regulator a fost construit şi verificat experimental în laborator.

II. Schema regulatorului automat de tensiune

Regulatorul automat de tensiune (fig. 1) care se propune în această lucrare are următoarea schemă-bloc :

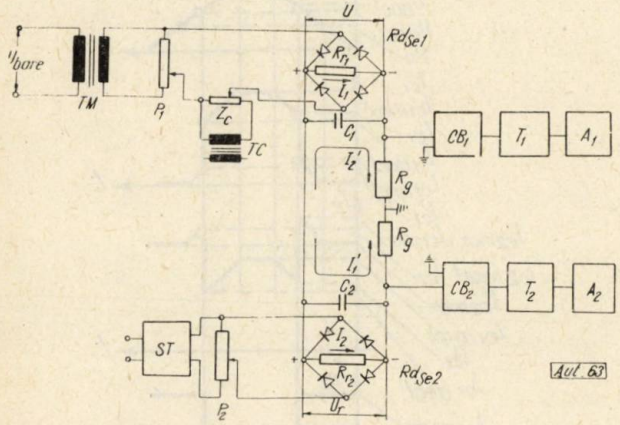


Fig. 1. Schema-bloc a regulatorului automat de tensiune.

În această schemă :

U_{bare} este tensiunea la bazele transformatorului care trebuie reglată (menţinută constantă) ;

TM — transformator de măsură (reductor de tensiune), care are :

$$k_{tr} = \frac{100}{U_{bare}\ [\text{v}]};$$

Rd_{Se1} — punte redresoare cu seleniu ;

Rd_{Se2} — punte redresoare cu seleniu identică cu Rd_{Se1} ;

ST — stabilizator de tensiune de 110 V curent alternativ stabilizat ;

Z_c — impedanţa de compensare a curentului de sarcină ;

TC — transformator de curent ;

CB_1 şi CB_2 — circuite basculante Schmitt ;

T_1 şi T_2 — elemente de temporizare transistorizate ;

A_1 şi A_2 — amplificatoare UNILOG, tip A_3.

III. Principiul de funcţionare al regulatorului

Tensiunea de la barele transformatorului coborîtor, care trebuie reglată, U_{bare}, se transmite prin reductorul de tensiune la potenţiometrul P_1, de la care, prin impedanţă de compensare de tensiune Z_c se transmite la puntea redresoare Rd_{Se1} pe care o alimentează. Impedanţa de compensare Z_c este introdusă în circuitul secundar al transformatorului de curent TC, care dă reacţia de curent. Tensiunea stabilizată de la stabilizatorul de tensiune ST, prin potenţiometrul P_2, se aplică ca tensiune de referinţă la o a doua punte de redresare Rd_{Se2}. Tensiunile redresate şi filtrate după filtrele C_1 şi C_2 se compară pe rezistenţa $2R_g$. Dacă tensiunile sînt egale prin rezistenţa $2R_g$ nu trece curent. La tensiuni inegale, curentul prin rezistenţa $2R_g$ are un sens sau altul în funcţie de semnul diferenţei tensiunilor U şi U_r (după cum curentul I'_1 sau I'_2 este mai mare). Schema compensării căderii de tensiune se concepe astfel încît creşterea sarcinii este recepţionată de regulator cu o reducere a tensiunii şi prin urmare determină creşterea tensiunii la barele transformatorului. Apariţia căderii de tensiune pe rezistenţa $2R_g$ este recepţionată de unul din cele două circuite basculante CB_1 sau CB_2, în funcţie de sensul căderii de tensiune pe rezistenţa $2R_g$.

Dacă tensiunea U este mai mare decît tensiunea de referinţă U_r şi atinge limita zonei de insensibilitate stabilită, comandă bascularea triggerului Schmitt CB_1 (care lucrează la semnul negativ) şi deci apare semnal la ieşirea triggerului Schmitt CB_1. Semnalul apărut la ieşirea circuitului basculant Schmitt CB_1 comandă declanşarea elementului de timp T_1. Se ştie că temporizarea de astfel de elemente trebuie să fie de ordinul a 60 s [6] pentru ca comutatorul de prize să nu acţioneze la variaţii de scurtă durată a tensiunii. După scurgerea timpului la care a fost calculat elementul de timp T_1, acesta dă semnal la intrarea în elementul amplificator A_1 care comandă un releu intermediar RI—4.

Acest releu intermediar comandă motorul de antrenare a comutatorului cu ploturi în sensul reducerii tensiunii. Dacă după terminarea co-

mutării unei trepte tensiunea nu a revenit între limitele domeniului de insensibilitate, impulsul de comandă dat de releul intermediar se menţine şi se dă un nou impuls pentru o nouă comutare a unei trepte.

La scăderea tensiunii la barele transformatorului apare o cădere de tensiune de sens opus pe rezistenţa $2R_g$ şi vor lucra elementele CB_2, T_2 şi A_2. Releul intermediar conectat la ieşirea amplificatorului A_2 va da impuls, în acest caz, de comutare în sensul creşterii tensiunii.

IV Calculul elementului de comparare şi măsurare a tensiunii

S-a considerat că tensiunea unei trepte de reglaj a transformatorului este :

$$U_{tr} = 1{,}78\%\, U_n,$$

aşa cum este la majoritatea transformatoarelor fabricate la uzina „Electroputere" Craiova.

Pentru domeniul de insensibilitate al regulatorului se alege valoarea [5] :

$$dU = 1{,}5 \times 1{,}78\%.$$

S-au luat următoarele valori pentru elementele schemei :

$$P_1 = 440\ \Omega;\ P_2 = 440\ \Omega;$$

$$R_{r1} = R_{r2} = 1\,000\ \Omega;\ R_g = 10\ \text{k}\Omega.$$

Observaţie. Rezistenţa 2 R_g se alege mai mare decît rezistenţele $R_{r1} = R_{r2}$ pentru a avea o cădere mai mare de tensiune pe rezistenţa 2 R_g decît pe rezistenţa R_{r1} sau R_{r2}, dată de diferenţa curenţilor $I_1 - I_2$ atunci cînd tensiunile U şi U_r nu sînt egale.

Pentru :

$$U_{bare} = U_n \text{ s-a luat } U = U_r = 90\ \text{V}.$$

Unei creşteri a tensiunii U_{bare} cu valoarea

$$\frac{dU}{2} = \frac{1{,}5 \times 1{,}78\%}{2}$$

pe rezistenţa 2 R_g apare o cădere de tensiune de 1,28 V orientată cu polaritatea negativă la intrarea în CB_1 şi cu cea pozitivă la intrarea în CB_2, adică situaţia din figura 2.

În acest caz vor lucra elementele : CB_1, T_1, A_1. La o scădere a tensiunii U_{bare} cu valoarea $\frac{dU}{2}$ (adică la atingerea valorii inferioare a domeniului de insensibilitate) pe rezistenţa $2R_g$ apare aceeaşi cădere de tensiune însă cu polaritate schimbată şi deci vor lucra elementele CB_2, T_2, A_2. Cele două circuite basculante se dimensionează la fel. Se renunţă la descrierea funcţionării circuitelor basculante, întrucît aceasta este prezentată amănunţit în lucrări de specialitate [1], [4].

Schema triggerului Schmitt (CB_1 şi CB_2) este prezentată în figura 3.

În funcţie de variaţia tensiunii de intrare în triggerul Schmitt se observă în figura 4 cum

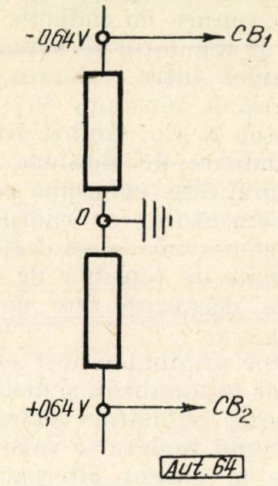


Fig. 2.

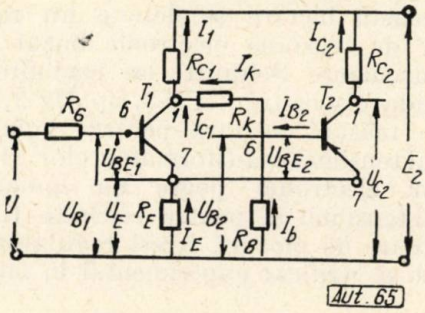


Fig. 3. Triggerul Schmitt cu transistoare EFT 323 cu tensiune de comandă negativă.

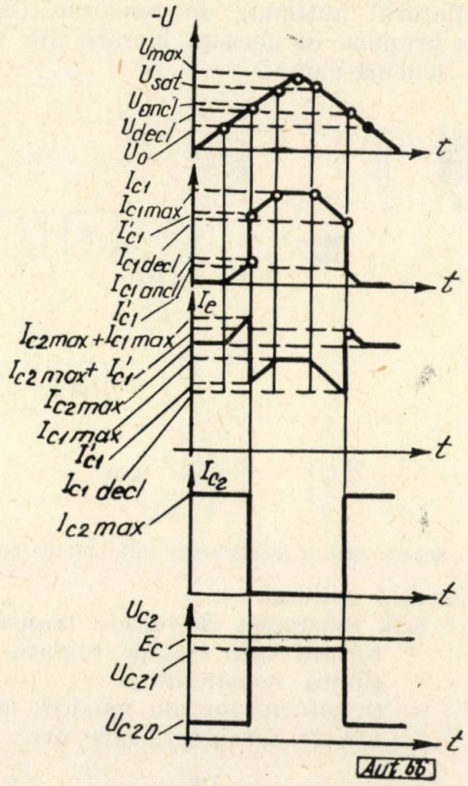


Fig. 4. Comportarea triggerului Schmitt la comanda cu tensiune negativă.

variază curenţii şi tensiunea la ieşire din cele două transistoare T_1 şi T_2.

Dacă tensiunea negativă de intrare este mai mică decît U_{ancl} (pragul de anclanşare), transistorul T_1 este blocat, transistorul T_2 este saturat şi tensiunea de ieşire este $U_{c20} = 0 \ldots -0{,}2$ V (semnal logic 0). Cînd tensiunea negativă de intrare creşte astfel încît devine egală sau mai mare decît U_{ancl}, transistorul T_1 devine saturat, transistorul T_2 se blochează şi tensiunea de ieşire are valoarea $U_{c21} = -11{,}8 \ldots -24$ V (semnal logic 1).

La realizarea circuitelor basculante Schmitt s-au utilizat transistoare EFT 323.

Pentru calculul triggerului Schmitt se porneşte de la următoarele condiţii impuse:

a) o anumită tensiune de anclanşare;

b) o anumită rezistenţă a sursei de semnal;

c) histerezis nul.

Pentru dimensionarea circuitului basculant

$$R_{c2} = \frac{E_c - U_{c21\,min}}{U_{c21\,min} - U_0 - U_{BE3}} RN;$$

$R_{c2} \leqslant 15{,}75$ kΩ.

Se alege:

$R_{c2} = 2{,}4$ kΩ.

Calculul preliminar al rezistenţei R_E [1]:

$$R_E \leqslant \frac{U_{ao\,max} - R_{c_2}}{E_c - U_{cE_{02}} - U_{aom\,ax}} = 0{,}0118 \text{ kΩ}.$$

R_E se ia la o valoare mai mică, justificată şi de faptul că cu cît R_E este mai mic, cu atît histerezisul este mai mic.

Se alege:

$$R_E = 0{,}0107 \text{ kΩ}.$$

Pentru calulul celorlalte elemente ale circuitului basculant, care să respecte şi condiţia de histerezis nulă, se utilizează relaţiile [1]:

$$U_{ancl} = U_{BE1} + R_E \frac{E_c - U_{cE02}}{R_{c2} + R_E} +$$

$$+ \frac{E_c R_B - U_{BE_2}(R_{c1} + R_k + R_B) - \frac{E_c - U_{cE02}}{R_{c2} + R_E}\left[R_E(R_{c1} + R_k + R_B) + \frac{R_B}{B_2}(R_{c1} + R_k)\right]}{R_E(R_{c1} + R_k + R_B) + R_{c1} R_B} \cdot \frac{\left(R_E + \frac{R_G}{B_1}\right)}{1};$$

Schmitt s-a pornit de la următoarele date impuse [1]:

— tensiunea de alimentare: $E_c = -24$ V;

— s-au ales două transistoare EFT 323 care au următoarele valori medii măsurate:

$B_1 = 76$, $B_2 = 74{,}5$ } la $I_c = 10$ mA, $U_{cE} = 0{,}2$ V, $t = 22°C$;

$I_{cB01} = 6$ μA, $I_{cB02} = 5$ μA } măsurate la $U_{cB} = -24$ V;

$U_{BE01} = U_{BE02} = -0{,}2$ V;

$U_{cE01} = U_{cE02} = -0{,}05$ V;

rezistenţa sursei de semnal: $R_g = 10$ kΩ;

semnalul de ieşire a triggerului Schmitt:
$U_{c20} = 0 \ldots -0{,}2$ V pentru semnal logic 0;
$U_{c21} = -11{,}8 \ldots 24$ V pentru semnal logic 1.

Sarcina triggerului Schmitt se consideră un element NICI pentru comanda elementului de timp; deci rezistenţa intrării conectate la ieşirea triggerului Schmitt este:

$R_N = 15$ kΩ, iar $U_{BE} = -0{,}2$ V.

Tensiunea de anclanşare $U_{ancl} = -0{,}64$ V.

Triggerul Schmitt se va construi astfel ca histerezisul său să fie nul, adică [1]:

$$\Delta U_h = U_{ancl} - U_{decl} = 0.$$

Calculul rezistenţelor triggerului Schmitt [1]:

Rezistenţa R_{c2} se calculează cu relaţia [1]:

$$U_{decl} = U_{BE_1} + \frac{E_c R_B - U_{BE_2}(R_{c_1} + R_k + R_B)}{R_E(R_{c_1} + R_k + R_B) + R_{c_1} R_B} \left(R_E + \frac{R_G}{B_1}\right).$$

Impunînd condiţia ca histerezisul să fie nul şi alegînd $R_B = 0{,}5$ kΩ, din relaţiile de mai sus se află, după înlocuirea valorilor rezistenţelor şi factorilor de amplificare statică, valorile:

$R_{c1} = 4{,}592$ kΩ

şi:

$R_k = 15{,}96$ kΩ.

Verificarea condiţiilor pentru obţinerea semnalului logic 0 la ieşire [1]:

$$R_B > \frac{(R_{c1} + R_k)\left[R_E + \frac{U_{BE2}}{E_c}(R_{c2} + R_E)\right]}{R_{c2} - \frac{R_{c1} + R_k}{B_2} - \frac{U_{BE2}}{E_c}(R_{c2} + R_E)};$$

$R_B = 0{,}5$ kΩ $> 0{,}301$ kΩ;

$$R_k < \left(1 - \frac{U_{BE2}}{E_c}\right) B_2 \cdot R_{c2} - R_{c1};$$

$R_k = 15{,}96$ kΩ $< 173{,}408$ kΩ;

$$R_{c1} < \left(1 - \frac{U_{BE2}}{E_c}\right) B_2 \cdot R_{c2};$$

$R_{c1} = 4{,}592$ kΩ < 178 kΩ.

Verificarea condiţiilor pentru obţinerea semnalului logic 1 la ieşire [1]:

$$R_k \geqslant \frac{R_B U_{cE01} (R_{c1} + R_E)}{R_E (E_c - U_{cE01}) - R_B I_{cB02} (R_{c1} + R_E)};$$

$$R_k = 15{,}96 \text{ k}\Omega > 0{,}472 \text{ k}\Omega;$$

$$R_B < \frac{(E_c - U_{cE01}) R_E}{I_{cB02} (R_{c1} + R_E)};$$

$$R_B = 0{,}5 \text{ k}\Omega < 11{,}12 \text{ k}\Omega.$$

Elementul de întîrziere este de tip UNILOG şi realizează temporizări de ordinul a 60 s (elementul de timp cu temporizare dependentă F.E.A.).

Amplificatoarele A_1 şi A_2 sînt de tipul UNILOG A_3. Amplificatorul A_3 UNILOG este realizat din două module MA_3 UNILOG, dintre care primul este utilizat ca repetor pe emitor, rezistenţa lui de emitor fiind rezistenţa de intrare a celui de-al doilea modul. Sarcina amplificatorului (releul RI—4) se conectează în colectorul celui de-al doilea modul. Schema este arătată în figura 5.

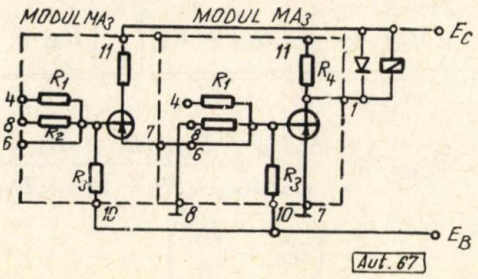


Fig. 5. Amplificator A_3.

Concluzii

1. Regulatorul descris este simplu şi nu solicită aparataj special pentru realizarea lui, toate elementele constitutive fiind produse în ţară.

2. Regulatorul propus permite reglarea tensiunii la bazele oricărui transformator (6, 35, 110 şi 220 kV), permite schimbarea domeniului de insensibilitate în sus sau jos faţă de Un şi reglarea tensiunii în funcţie de variaţia sarcinii rezistenţei.

3. Automatizarea reglării este un mijloc important prin care se asigură o funcţionare economică a reţelei şi a receptoarelor de energie electrică. Totuşi anchetele CIGRÉ efectuate au constatat o folosire redusă a regulatoarelor automate [6]. Se motivează nefolosirea lor pe desele defectări ale regulatoarelor.

Analizînd avantajele elementelor de comutaţie statică transistorizate care au fost utilizate în construcţia acestui regulator (întreţinerea practic neglijabilă, durată lungă de viaţă, gabaritul redus, siguranţă în funcţionare mare, costul redus), se remarcă avantajele pe care le prezintă acest regulator şi premisele pentru executarea lui în ţară sînt imediate.

4. Elementul de execuţie al sistemului de reglaj, aşa cum s-a arătat în lucrare, este de tipul cu comutaţie mecanică, ceea ce constituie un dezavantaj. Regulatorul de tensiune cu comutaţie statică prezentat în lucrare poate fi utilizat într-un sistem de reglaj folosind ca element de execuţie tiristoare, care înlocuiesc comutatorul şi selectoarele (fig. 6).

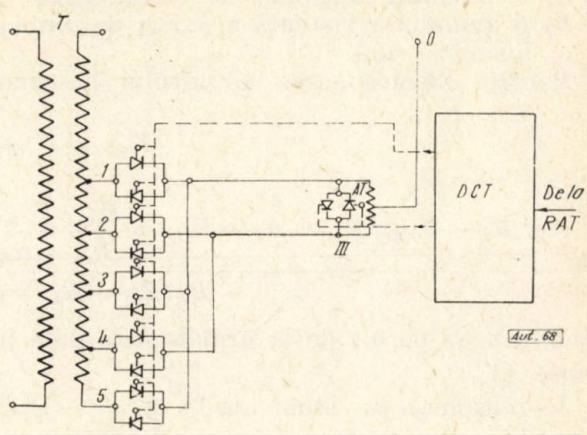


Fig. 6. *DCT*-dispozitiv de comandă a tiristoarelor; *AT* —autotransformator; *T* — transformator reglat.

Acest studiu va fi obiectul unei lucrări viitoare.

BIBLIOGRAFIE

[1] Porţeanu, M. *Trigger Schmitt cu tranzistoare pentru circuite logice.* În: Automatica şi Electronica, nr. 5, 1967, p. 212—225.
[2] * * * *UNILOG tip A.* În: Automatica şi Electronica, nr. 5, 1966, p. 201—217.
[3] * * * Instruction pour commande à moteur de PC-2 et PCT-2 type M3-2. Sofia, 1965.
[4] * * * *Circuite cu tranzistoare în industrie.* Proiectare. Scheme. Bucureşti, Editura tehnică, 1964.
[5] * * * În: Elektriceskie stanţii 31, nr. 11, noiembrie 1960, p. 59—64.
[6] * * * *Reglarea tensiunii în reţelele electrice de transport şi distribuţie.* Bucureşti, I.D.T., 1962.
[7] * * * În: Elektriceskie stanţii 32, nr. 12, dec 1961, p. 18—25.
[8] * * * *Regulátory pro adbrocikove transformatory typ HRT-2.* Praga, 1959.
[9] * * * În: Elektriceskie stanţii, nr. 7, 1966, p. 45—50.
[10] * * * *Régulateur de tension pour transformateur de puissance en charge.* Erlangen, P. Gossen & Co. GmbH.

Ing. C. BULUCEA

Transistoare planare cu siliciu, de mică putere (II)

Fenomene de suprafaţă

Introducere

Funcţionarea esenţială (activă) a transistoarelor planare se bazează pe fenomene *de volum* (injecţie de purtători minoritari şi recombinare), ca şi funcţionarea celorlalte tipuri tehnologice de transistoare bipolare. Cu toate acestea, funcţionarea lor poate fi dominată de fenomene *de suprafaţă*; astfel, este foarte probabil ca un transistor planar nou elaborat, care este perfect realizat din punct de vedere geometric (geometrie orizontală plus profil de impurităţi) să nu funcţioneze corespunzător din cauza fenomenelor de suprafaţă. În fond, o situaţie similară se putea întîmpla şi la transistoarele aliate. Spre deosebire de cazul acestora însă, unde lupta cu fenomenele de suprafaţă se ducea mai mult empiric, în cazul transistoarelor cu suprafaţa protejată cu bioxid de siliciu, fenomenele de suprafaţă au putut fi înţelese îndeaproape şi controlate tehnologic în mod sistematic, astfel încît bioxidul de siliciu să devină un agent pasivant excelent. Tocmai în înţelegerea şi controlul tehnologic al fenomenelor de suprafaţă constă *cheia* tehnologiei planare. În acest articol se prezintă mai întîi proprietăţile sistemului fizic siliciu-bioxid de siliciu ($Si-SiO_2$) care intervine la suprafaţa transistoarelor planare, apoi se arată felul cum interacţionează acesta cu sistemul transistorului, rezultînd în general degradări ale performanţelor electrice ale transistorului.

Proprietăţile sistemului siliciu-bioxid de siliciu ($Si-SiO_2$)

Sistemul fizic $Si-SiO_2$ a fost studiat extensiv în ultimul timp. În literatura publicată pe această temă o pondere apreciabilă o deţin lucrările echipei de fizicieni de la laboratorul de cercetare şi dezvoltare al firmei Fairchild Semiconductor (S.U.A.)*).

Pentru înţelegerea fenomenelor de dispozitiv care intervin la suprafaţa transistoarelor planare, trebuie cunoscute următoarele proprietăţi ale sistemului $Si-SiO_2$:

1. *Sarcini ionice mobile în oxid*

Bioxidul de siliciu crescut termic este extrem de sensibil la contaminarea cu sodiu. S-a constatat că la contaminări infime cu sodiu, în oxid rămîn ioni pozitivi de sodiu (Na^+) care sînt mobili (deplasabili sub influenţa cîmpurilor electrice aplicate oxidului) la temperaturi nu prea ridicate (circa 125°C [2]), determinînd instabilitatea caracteristicilor transistoarelor planare sau a transistoarelor cu efect de cîmp, de tip metal-oxid-semiconductor (MOS).

Pentru reducerea conţinutului de ioni din oxid şi pentru reducerea mobilităţii lor se dau următoarele măsuri tehnologice:

a) Fiecare etapă a procesului tehnologic se desfăşoară în condiţii de curăţenie exemplară; un monitor excelent pentru aprecierea curăţeniei tehnologice a proceselor de oxidare este măsurarea capacităţii MOS a unor probe-martor oxidate în acelaşi tub, pe care se aplică un electrod de aur în calitate de placă de cîmp (fig. 1 [3]).

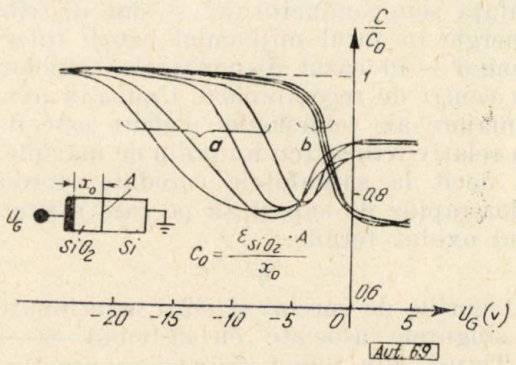


Fig. 1. Efectul curăţeniei tubului de oxidare asupra curbelor $C=f(V_G)$ ale capacităţii MOS:
a – patru dispozitive MOS preparate în acelaşi timp într-un tub murdar; *b* – curbele corespunzătoare (practic suprapuse) pentru patru exemplare preparate într-un tub curat.

b) Oxidarea se face în astfel de condiţii încît oxidul să rezulte bogat în fosfor. S-a constatat experimental [1] că fosforul prezent în oxid este un agent pasivant eficace. Acesta a fost unul dintre amănuntele tehnologiei planare ţinute sub secret încă de la apariţia ei. Abia în ultimul timp [4], [5] a început să fie precizată explicit o etapă a procesului tehnologic de creştere sau de depunere a unui strat de bioxid de siliciu dopat cu fosfor. Mecanismul pasivării prin îmbogăţirea cu fosfor a oxidului ar putea să fie reducerea mobilităţii ionilor de sodiu.

Notă
În primele lucrări asupra proprietăţilor sistemului $Si-SiO_2$, prezenţa sarcinii pozitive mobile în oxid (care se constata experimental) se explica prin mecanismul *vacanţelor*

*) Tehnologia planară a fost inventată în 1960, la Fairchild Semiconductor, de către Jean Hoerni [1].

de oxigen [6]. Acum acest model a fost părăsit şi este unanim acceptată explicaţia bazată pe prezenţa ionilor mobili în oxid.

c) Oxidarea propriu-zisă (adică creşterea termică a bioxidului de siliciu) este urmată de convertirea unei părţi de la suprafaţa acestui strat în sticlă de fosfor (SiO_2 bogat în P_2O_5) prin difuzie puternică de fosfor în oxid; sticla de fosfor formată acţionează ca un getter pentru ionii de sodiu [7].

2. *Sarcini pozitive fixe la interfaţa* $Si-SiO_2$

Sistemul $Si-SiO_2$ prezintă, în afară de sarcina mobilă din volumul oxidului, o sarcină pozitivă fixă localizată în oxid la circa 200 Å de la interfaţă (practic la interfaţă). Această sarcină este independentă de grosimea oxidului sau de tipul de impurităţi din oxid, însă este puternic influenţată de tratamentul termic final. Ea este explicată prin prezenţa în oxid a siliciului ionic în exces, în timpul oxidării termice [2].

3. *Stări permise la interfaţă (stări rapide de suprafaţă)*

Aceste stări sînt asociate de obicei [2] cu întreruperea periodicităţii reţelei cristaline a siliciului la suprafaţă. Ele sînt concentrate la suprafaţa semiconductorului şi sînt distribuite în energie în jurul mijlocului benzii interzise, acţionînd — în cazul dispozitivelor bipolare — — ca centri de recombinare. Unul din avantajele majore ale tehnologiei planare este densitatea relativ redusă (cu un ordin de mărime mai mică decît la suprafeţele corodate chimic) a stărilor rapide de suprafaţă pe care o prezintă siliciul oxidat termic.

★

Categoriile de sarcini şi stări menţionate nu sînt singurele asociate cu sistemul $Si-SiO_2$ [3]. Totuşi, din punct de vedere practic, ele sînt suficiente pentru explicarea fenomenelor de suprafaţă la transistoarele planare nesupuse fluxurilor de radiaţii. În figura 2 se sistematizează sarcinile şi stările asociate cu sistemul $Si-SiO_2$ arătate mai sus.

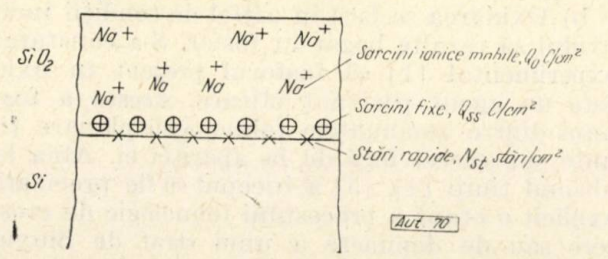


Fig. 2. Sarcinile şi stările asociate cu sistemul $Si-SiO_2$.

Fenomene de suprafaţă la transistoarele planare

În cele ce urmează se va încerca să se sistematizeze, într-un spaţiu limitat, fenomenele de suprafaţă de dispozitiv care pot interveni la transistoarele planare $n-p-n$; la transistoarele $p-n-p$ -intervin fenomene perfect complementare.

Se va considera că cititorul este familiarizat cu mecanismul formării straturilor de acumulare, epuizare sau inversie; o tratare a acestor mecanisme se poate găsi în lucrarea [2].

Deoarece bioxidul de siliciu are proprietatea de a conţine sarcini *pozitive* (mobile şi fixe), rezultă că totdeauna regiunile semiconductoare de tip n acoperite cu oxid vor fi îmbogăţite la suprafaţă în electroni (*acumulare*), efect fără consecinţe importante în ceea ce priveşte proprietăţile dispozitivelor semiconductoare bipolare. Dimpotrivă, regiunile semiconductoare de tip p acoperite cu oxid vor fi sărăcite de goluri la suprafaţă (*sărăcire*) sau chiar îmbogăţite în electroni (*inversie*), efecte cu consecinţe serioase, după cum se va vedea în continuare.

1. *Formarea de canale conductoare (prin inversie) între contacte (fig. 3)*

În cazul unei contaminări ionice puternice a oxidului se poate produce inversia întregii regiuni p^+ a bazei dintre contactul metalic al bazei şi emitor, rezultînd o şuntare a joncţiunii emitor-bază prin canalul conductor n format, cu consecinţe drastice în ceea ce priveşte factorul de amplificare în curent β_0 [8]. În mod similar poate apărea un canal la joncţiunea colector-bază, rezultînd o creştere inacceptabilă a curentului rezidual de colector. Aceste fenomene pot apărea la începutul stabilirii tehnologiei, însă trebuie eliminate în mod obligatoriu.

2. *Formarea de regiuni de inversie (fig. 4) sau de sărăcire (fig. 5) de extindere limitată; consecinţe*

În cazul unei contaminări ionice moderate se consideră [8] că sarcina electrică se repartizează neuniform în oxid, şi anume se concentrează în jurul intersecţiei joncţiunii metalurgice cu suprafaţa. Explicaţia pentru acest mod de repartiţie (care este verificat, în mare, prin consecinţele asupra funcţionării transistorului) se dă pe baza distribuirii ionilor mobili în timpul proceselor tehnologice în cîmpul de margine (al regiunii de trecere a joncţiunii) care apare în oxid [9].

În figurile 4 şi 5 s-a considerat o repartiţie simetrică a sarcinilor din oxid în jurul joncţiunii metalurgice; în figura 4 s-a considerat o contaminare suficient de puternică pentru a produce inversia suprafeţei, iar în figura 5 s-a considerat o contaminare slabă, care produce numai sărăcirea suprafeţei. Bineînţeles, tehnologic pot rezulta situaţii combinate între cele reprezentate în figurile 3, 4 şi 5 (de exemplu cu canal la joncţiunea colector-bază şi cu sărăcire limi-

tată în extindere orizontală, la joncţiunea emitor-bază).

2.1. *Modificarea factorului de amplificare în curent, la curenţi mici, prin recombinare pe suprafaţă şi prin recombinare în regiunea de trecere a joncţiunii induse de cîmp (transistoare*

trecere a joncţiunii metalurgice;
3 — curentul de recombinare în regiunea de trecere a joncţiunii induse de cîmp;
4 — curentul de recombinare pe suprafaţă (prin centrii de recombinare daţi de *stările rapide*).

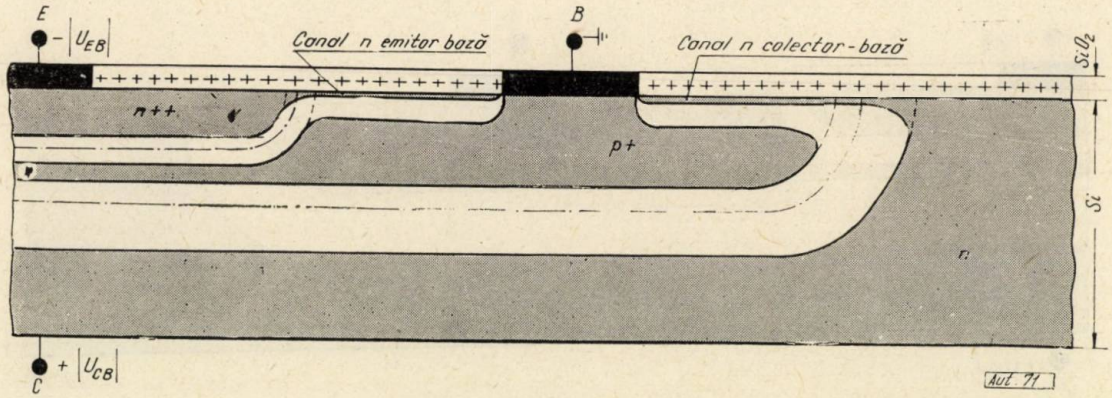


Fig. 3. Transistor planar $n-p-n$ cu canale conductoare (formate prin inversia suprafeţei bazei) între contacte.

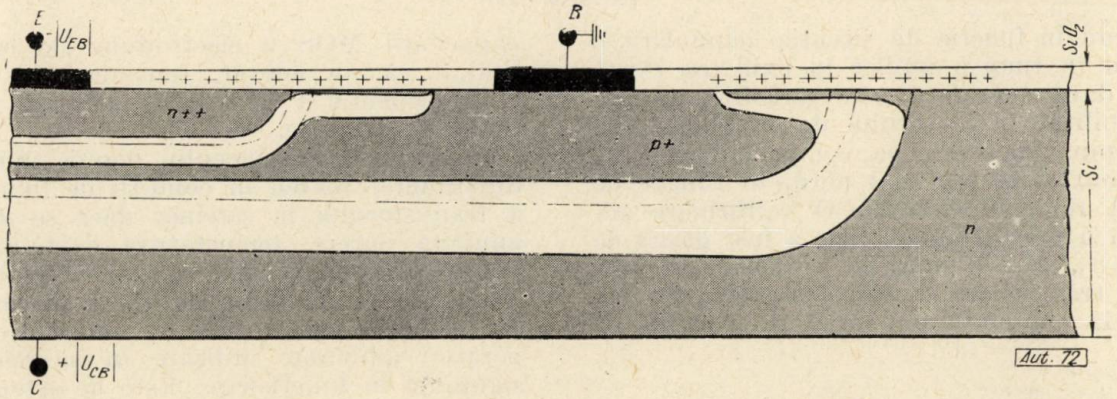


Fig. 4. Transistor planar $n-p-n$ cu regiune de inversie de extindere limitată la suprafaţa bazei.

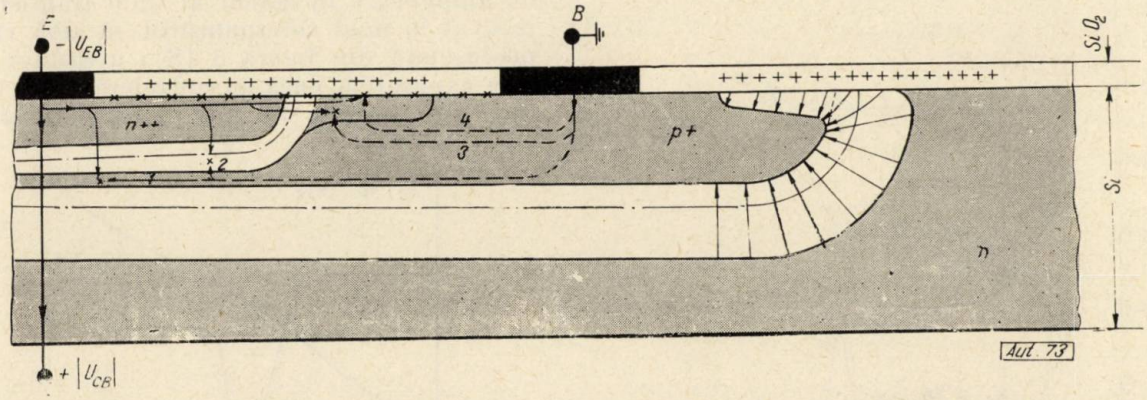


Fig. 5. Transistor planar $n-p-n$ cu regiuni de sărăcire de extindere limitată la suprafaţa bazei. La joncţiunea emitor-bază s-au reprezentat recombinările de volum şi de suprafaţă, iar la joncţiunea colector-bază s-a reprezentat cîmpul electric în regiunea de trecere (în partea curbă a joncţiunii).

cu $N_{Bo} < 4 \cdot 10^{18}$ *atomi/cm*^{3}). În figura 5 s-au reprezentat componentele care intră în compoziţia curentului de bază, în condiţiile cînd suprafaţa bazei este sărăcită. Aceste componente, reprezentate simbolic pe figură, sînt:

1 — curentul de recombinare în bază;
2 — curentul de recombinare în regiunea de

În cazul că transistorul ar funcţiona fără regiuni de sărăcire sau inversie la suprafaţă (fig. 6), curentul de bază ar fi format numai din componentele 1+2, iar în cazul că suprafaţa bazei ar fi sărăcită, curentul de bază ar fi format din componentele 1+2+3.

La curenţi mici (în regiunea de scădere a factorului de amplificare în curent) componenta 1 este neglijabilă în raport cu celelalte componente, astfel că factorul de amplificare β_0 al transistorului este determinat de componentele 2+3+4. Deoarece componenta 4 există sau nu în funcţie de situaţia acumulării şi aranjării în timp a ionilor în oxid (ea există numai dacă suprafaţa este sărăcită), rezultă o instabilitate a factorului de amplificare la curenţi mici; de asemenea, componenta 3 poate să fie mai mare sau mai mică, în funcţie de volumul regiunii sărăcite. O confirmare admirabilă a acestui model fizic a fost găsită de Reddi [8], care a măsurat curentul de bază al unor transistoare special construite, la care cîmpul la suprafaţa joncţiunii se controla cu ajutorul unui electrod de cîmp. În figura 7 (curba a) s-a reprezentat o curbă $I_B = f(U_G)$ tipică. Se observă că componenta 3 creşte monoton pînă la o valoare constantă, corespunzătoare regimului de inversie, în timp ce componenta 4 are o variaţie cu *vîrf*. Măsurătorile

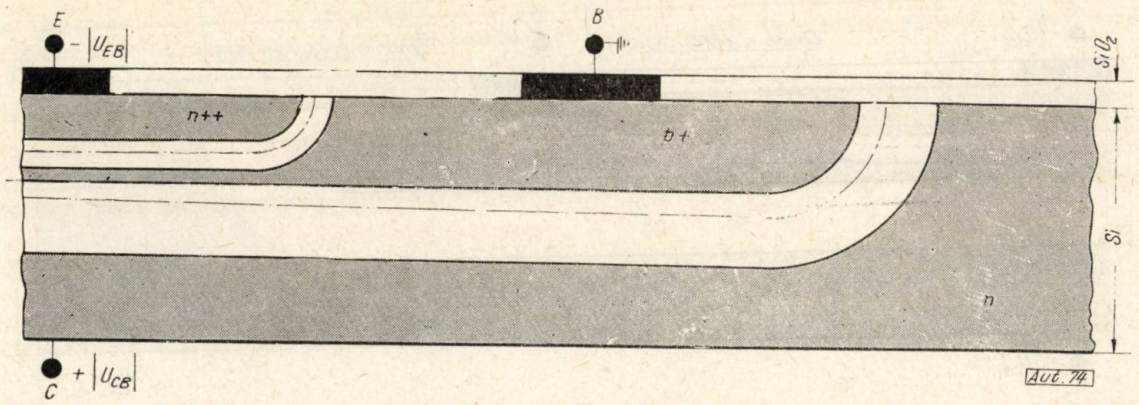


Fig. 6. Transistor planar $n-p-n$ ideal, fără regiuni de inversie sau de sărăcire la suprafaţă (fără sarcini în oxid).

capacităţii MOS a electrodului de cîmp au indicat că, în adevăr, tensiunea de scădere a componentei 4 corespunde atingerii regimului de inversie.

Consecinţele fenomenului descris sînt foarte importante. Astfel, în condiţii de funcţionare a transistorului în sarcină, dacă se disipă o anumită putere, temperatura oxidului poate creşte astfel încît ionii să devină mobili. De asemenea, temperatura de 125°C la care ionii devin mobili poate cădea în domeniul de temperaturi ambiante utilizate în încercările de siguranţă în funcţionare. Este de aşteptat ca, în timpul unei încercări de durată, factorul de amplificare în curent al unui transistor nepasivat în mod corespunzător să aibă variaţia neobişnuită din figura 8 [8]; această variaţie este explicabilă dacă se consideră că în timpul încercării sarcina de ioni acumulată în oxid

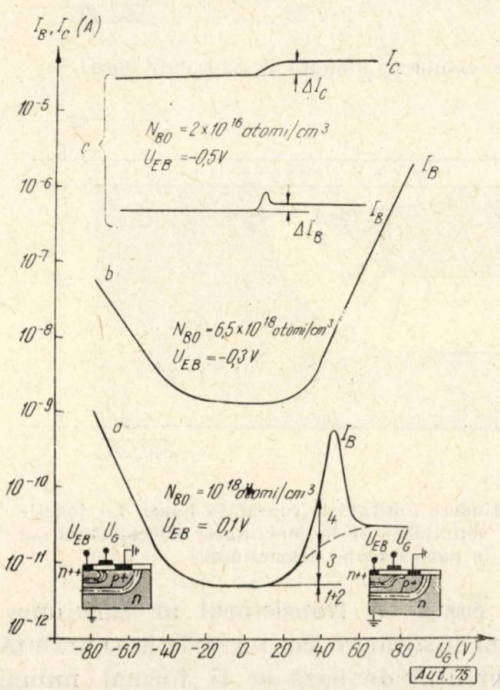


Fig. 7. Curbe $I_B = f(U_G)$ la trei transistoare cu electrod de cîmp peste joncţiunea emitor-bază; transistoarele cu geometrii echivalente şi concentraţii de impurităţi pe suprafaţa bazei diferite.

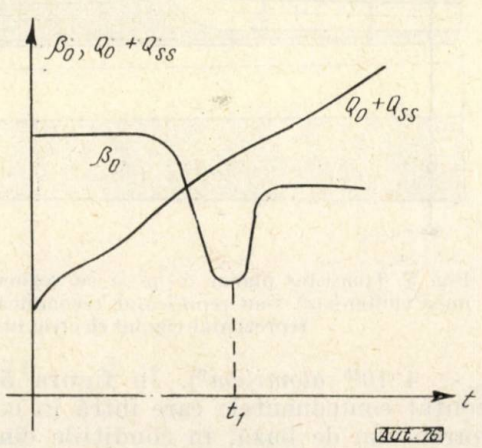


Fig. 8. Variaţia calitativă a factorului de amplificare în curent β_0 al unui transistor nepasivat corespunzător (la I_C = const.) în timpul unei probe de durată.

a crescut monoton, atingînd la $t = t_1$ valoarea corespunzătoare apariţiei inversiei pe suprafaţa bazei.

Din analiza fenomenului de recombinare pe suprafaţă şi în regiunea de trecere a joncţiunii induse de cîmp rezultă că pentru a avea un factor de amplificare stabil în domeniul curenţilor mici trebuie luate măsuri de pasivare în raport cu migrarea ionilor în oxid. De asemenea, trebuie luate măsuri pentru evitarea contaminării ionice în timpul exploatării (getterizare cu sticlă de fosfor, încapsulare îngrijită etc.).

2.2. *Degradarea factorului de amplificare în curent la curenţi mici prin efect tunel la joncţiunea indusă de cîmp (transistoare cu* $N_{BO} > 4 \cdot 10^{18}$ *atomi/cm*^{3}). La transistoarele cu $N_{BO} > 4 \cdot 10^{18}$ atomi/cm^3, pe lîngă cele patru componente ale curentului de bază arătate, mai apare o a 5-a componentă, datorită recombinării directe a golurilor de sub regiunea de trecere a joncţiunii induse de cîmp cu electronii veniţi prin efect tunel din stratul de inversie. Această componentă le acoperă pe celelalte, rezultînd o degradare serioasă a factorului de amplificare în curent β_0. În experienţa cu electrod de cîmp rezultă o creştere monotonă a lui I_B atît la tensiuni U_G pozitive (inversia bazei), cît şi la tensiuni negative (inversia emitorului) (fig. 7, curba b). Efectul supărător al apariţiei efectului tunel la joncţiunea emitor-bază trebuie evitat *prin proiectarea transistorului, impunînd* $N_{BO} < 3 \cdot 10^{18}$ atomi/cm^3.

2.3. *Îmbunătăţirea factorului de amplificare în curent, la curenţi mici, prin acţiunea de emitor a joncţiunii induse de cîmp.* S-a dovedit experimental [10] că joncţiunea indusă de cîmp poate acţiona ca un emitor efectiv, dacă doparea bazei este suficient de slabă pentru ca electronii injectaţi să fie colectaţi eficient (fără recombinare) de colector. Fenomenele descrise la punctul 2.1 fiind prezente şi în cazul în care este sesizabilă injecţia din joncţiunea indusă de cîmp, se obţin curbele foarte interesante (fig. 7, curbele c) în experienţa cu transistorul cu electrod de cîmp [10]. S-a remarcat că creşterea procentuală a curentului de colector datorită injecţiei din joncţiunea indusă de cîmp este mai mare decît creşterea procentuală a curentului de bază datorită recombinării în regiunea de trecere a joncţiunii induse de cîmp, rezultînd o îmbunătăţire a factorului de amplificare în curent.

2.4. *Apariţia caracteristicilor de străpungere de tip canal (la joncţiunea colector-bază).* Fie cazul cînd suprafaţa bazei este inversată pe o porţiune limitată în jurul joncţiunii metalurgice colector-bază (fig. 4). Joncţiunea indusă de cîmp formată are tensiunea ei proprie de străpungere $U_{S(JIC)}$ (prin multiplicare în avalanşă sau prin efect tunel), care este mai mică decît tensiunea de străpungere a joncţiunii metalurgice $U_{S(JM)}$ (acest lucru este evident, cele două joncţiuni în discuţie fiind de tip $n^{++}p^+$, respectiv p^+n). În concluzie, crescînd de la zero tensiunea colector-bază, la o anumită tensiune $U_{S(JIC)} < U_{S(JM)}$ apare străpungerea joncţiunii induse de cîmp (de exemplu prin multiplicare în avalanşă); spre deosebire de situaţia de la străpungerea joncţiunii metalurgice, curentul de colector nu creşte nelimitat, deoarece el este limitat de conductanţa canalului de inversie prin care trebuie să treacă. În fond, este o situaţie similară cu cea de la un transistor cu efect de cîmp, rolul electrodului sursă fiind jucat de regiunea de sarcină spaţială a joncţiunii induse de cîmp, care poate furniza practic nelimitat electroni. Fenomenul descris se recunoaşte uşor după forma tipică a caracteristicii de străpungere $I_{CBO} = f(U_{CB})$, numită de obicei caracteristică de tip canal [2] (fig. 9).

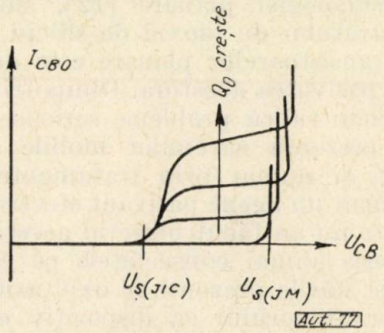


Fig. 9. Caracteristici de străpungere de tip canal la joncţiunea colector-bază.

2.5. *Modificarea tensiunii de străpungere a joncţiunii metalurgice (la joncţiunea colector-bază).* În afara apariţiei unei tensiuni de străpungere suplimentare, asociate cu formarea joncţiunii induse de cîmp, prezenţa sarcinilor în oxid modifică şi tensiunea de străpungere a joncţiunii metalurgice (tensiunea $U_{S(JM)}$ în fig. 9). Astfel, se constată experimental că tensiunea de străpungere $U_{S(JM)}$ a diodelor planare p^+n poate fi mai mică decît tensiunea de străpungere a joncţiunilor *planare* corespunzătoare (Automatica şi Electronica, nr. 1, 1969), în timp ce la diodele n^+-p situaţia este inversă. Acest fenomen a fost explicat pe baza analizei structurii cîmpului electric în regiunea de curbură a joncţiunii metalurgice, în prezenţa sarcinilor în oxid [11]. În figura 5 s-au reprezentat calitativ liniile cîmpului electric la joncţiunea colector-bază, considerînd regiunea de trecere complet golită de purtători mobili, deci comportîndu-se ca un dielectric ideal, înconjurat de sistemul sarcini pozitive în oxid — electrod p^+ — electrod n; se observă că în regiunea de colţ a joncţiunii metalurgice cîmpul electric este dominat de cîmpul sistemului sarcini pozitive în oxid-electrod p^+, care poate fi mai intens decît cîmpul sistemului electrod n — electrod p^+, care s-ar stabili în regiunea de trecere în absenţa sarcinilor în oxid.

Cu totul alta este situaţia la o joncţiune $n^+ - p$ (cazul joncţiunii colector-bază la transistoarele $p-n-p$); în acest caz regiunea de epuizare se formează deasupra regiunii p a colectorului, astfel încît cîmpul electric în regiunea de colţ a joncţiunii metalurgice este *îndulcit*, prin reducerea curburii acestei regiuni; se poate ajunge ca joncţiunea respectivă să prezinte chiar o tensiune de străpungere egală cu tensiunea de străpungere a joncţiunii *plane* corespunzătoare.

Concluzii

S-au prezentat fenomenele de suprafaţă care intervin în funcţionarea transistoarelor planare. Se constată că, contrar concluziei care se poate trage din primele rapoarte publicate asupra tehnologiei planare [12], simpla prezenţă a stratului de bioxid de siliciu peste suprafaţa transistoarelor planare este departe de a asigura pasivarea acestora. Dimpotrivă, bioxidul de siliciu ridică probleme serioase, în legătură cu prezenţa sarcinilor mobile în el (în principal), şi numai prin tratamente speciale poate fi făcut un agent pasivant efectiv*. Aceste tratamente nu au făcut obiectul acestui articol. S-au descris numai consecinţele pe care le au sarcinile şi stările prezente în oxid asupra funcţionării transistorului ca dispozitiv electronic.

Înţelegerea fenomenelor de suprafaţă de dispozitiv descrise este esenţială pentru interpretarea caracteristicilor electrice măsurate pe structuri în timpul elaborării tehnologice şi în timpul fabricării.

* Este posibil ca în viitor bioxidul de siliciu să fie chiar înlocuit cu nitrura de siliciu, material cu proprietăţi remarcabile din punctul de vedere al migrării ionilor [3].

BIBLIOGRAFIE

[1] *The transistor — two decades of progress*: În: Electronics 41, nr. 78, 19 febr 1968.

[2] Grove, A. S. *Physics and technology of semiconductor devices.* New York, John Wiley, 1967.

[3] Deal, B. E., Snow, E. H. şi Grove, A. S. *Properties of the Silicon Dioxide-silicon system.* În: Semic. Prod. and Solid State Technology 9, nr. 25, 1966.

[4] Hofstein, S. R. *Stabilization of MOS devices.* În: Solid-St. Electronics 10, nr. 657, 1967.

[5] Evans, J. D. *Integrated MOST Circuits.* În: Microelectronics and Reliability 7, nr. 11, 1968.

[6] Fainştein, S. M. *Obrabotka poverhnosti poluprovodnikovih priborov.* Energia, Moscova, 1966.

[7] Kerr, D. R., Logan, J. S., Burkhardt, P. J. şi Pliskin, W. A., *Stabilization of SiO_2 passivation layers with P_2O_5,* În: IBM Res. and Develop. 8, nr. 376, 1964.

[8] Reddi, V. G. K. *Influence of surface conditions on silicon planar transistors current gain.* În: Solid. St. Electronics 10, nr. 305, 1967.

[9] Atalla, M. M., Bray, A. R. şi Linder, R. *Stability of thermally oxidized silicon junctions in wet atmospheres.* În: Proc. IEE 106, Part. B, Suppl. nr. 17, 1130, 1960.

[10] Reddi, V. G. K. *Injection of minority carriers at a field-induced junction near the $Si-SiO_2$ interface.* În: IEEE Trans. Electronic Devices, ED-13, nr. 381, 1966.

[11] Grove, A. S., Leistiko, Jr. O. şi Hooper, W. W. *Effect of surface fields on the breakdown voltage of planar silicon $p-n$ junctions.* În: IEEE Trans. Electronic Devices, Ed-14, nr. 157, 1967.

[12] Grinich, V. H. şi Hoerni, J. A. *The planar transistor family,* Colloque International sur les Dispositifs à Semiconducteurs, vol. I, p. 132, Paris, 1961.

Ing. MIOARA ALECU-CĂLUŞIŢĂ

Element de comparaţie numeric pentru regulatoare de amestec

Se prezintă un element de comparaţie numeric destinat regulatoarelor de amestec în conductă (în linie blending) şi modul de integrare a acestui element în ansamblul regulator de amestec în conductă. Constructiv elementul de comparaţie poate fi realizat folosind elemente logice unificate din sistemul UNILOG.

1. Introducere

Amestecul mai multor substanţe lichide direct în conductă sau a mai multor substanţe în pulbere direct pe bandă este un procedeu tehnologic în flux continuu şi ca atare poate fi automatizat mai raţional decît amestecul în rezervor şi prin automatizare i se poate creşte productivitatea foarte mult [1]—[12].

Procedeul de amestec direct în conductă, eliminînd rezervorul în care se efectuează amestecul şi o dată cu acesta şi operaţiile de analiză şi corectare a amestecului, a necesitat realizarea unei precizii foarte ridicate în măsura şi reglarea debitelor componenţilor.

Pentru măsurarea debitului s-au construit debitmetrele tip turbină. Aceste traductoare au ca mărime de ieşire impulsuri electrice cu o frecvenţă proporţională cu debitul. Eroarea de măsură a acestor debitmetre este de $\pm 0{,}5\%$ şi în cazuri speciale de $\pm 0{,}25\%$ [13], [14].

Pentru ca regulatorul să nu micşoreze precizia de reglare, elementul de comparaţie se construieşte numeric.

Întrucît este necesară reglarea compoziţiei amestecului, adică a cantităţii de componenţi, se impune anularea erorii de reglare a cantităţii de component, ceea ce revine la anularea integralei erorii de debit. Pentru aceasta măsurarea debitului se efectuează în mod continuu. În elementul de comparaţie numeric, impulsurile a căror frecvenţă reprezintă mărimea debitului se scad din impulsurile de frecvenţă constantă de la un oscilator pilot, reprezentînd valoarea mărimii de referinţă*.

În acest scop cele două trenuri de impulsuri (cel de la traductor şi cel de referinţă) trec printr-un circuit de anticoincidenţă care le decalează şi le ordonează, astfel încît impulsurile care survin de la cele două surse să aibă un decalaj minim de timp între ele, apoi se aplică unui numărător binar reversibil. Impulsurile diferenţă acumulate într-un interval de timp în numărătorul binar reversibil reprezintă în cod binar integrala erorii debitului în acel timp, adică eroarea cantităţii de component faţă de cantitatea impusă de referinţă. Ele sînt convertite într-o mărime analogică care se aplică la intrarea unui regulator PID analogic de tip clasic.

Deriva convertorului numeric analogic şi a regulatorului PID nu influenţează precizia de reglare a debitului în regim staţionar, deoarece în circuitul de reglare aceste elemente sînt precedate de un element integral (de amplificare infinită în regim staţionar) realizat prin numărătorul binar reversibil. Din acelaşi motiv derivele nu afectează mult nici precizia de reglare a integralei debitului, adică a cantităţii de lichid. Liniaritatea convertorului şi a regulatorului are o importanţă secundară pentru circuitul de reglare format.

În concluzie, regulatorul de amestec în conductă cuprinde următoarele elemente :

— circuitul de anticoincidenţă ;
— numărătorul binar reversibil ;
— circuitele de semnalizare, alarmă, protecţie ;
— convertorul numeric analogic ;
— regulatorul PID analogic clasic.

Mai jos se prezintă schema logică a primelor două elemente enunţate. Acestea alcătuiesc elementul de comparaţie numeric şi poate fi utilizat nu numai la regulatoarele de amestec, dar şi în alte aparate de măsură sau reglare [15].

2. Circuitul de anticoincidenţă

Circuitul de anticoincidenţă realizat, ca mai toate montajele cu această destinaţie citate în literatură, se bazează pe citirea trenurilor de impulsuri de comparat cu două trenuri de impulsuri decalate între ele [15].

Schema logică a circuitului de anticoincidenţă este înfăţişată în figura 1, iar semnalele în diverse puncte aşa cum pot fi vizualizate pe osciloscop sînt arătate în figura 2. Cele două trenuri de impulsuri a căror frecvenţă se compară se aplică la intrările I_1 şi I_2 unor elemente de temporizare de la începere TI_1 şi TI_2. La ieşirea acestora se obţin trenurile de impulsuri cu durată de 500 μs X_1 şi X_2 (fig. 2).

Cu ajutorul elementului binar B impulsurile S de la generatorul GI de impulsuri de 5 000 Hz generează două trenuri de impulsuri S_1 şi S_2

*) Impulsurile de la traductorul de debit se aplică întîi la un adaptor de intrare, iar cele de la oscilatorul pilot, la un dispozitiv de fixare a referinţei. Acestea sînt circuite care multiplică frecvenţa impulsurilor cu un număr cu trei zecimale şi astfel permit aducerea frecvenţei date de traductor în domeniul de lucru ales, precum şi obţinerea valorii dorite pentru frecvenţa de referinţă, pornind de la frecvenţa stabilă şi fixă a oscilatorului pilot.

de frecvenţă 2 500 Hz de durata 200 μs şi defazate între ele cu 180° (200 μs).

Se constată deci că la fiecare impuls aplicat în I_1 corespunde un impuls X_1 de 500 μs care se suprapune în timp cu cel puţin unul şi cel

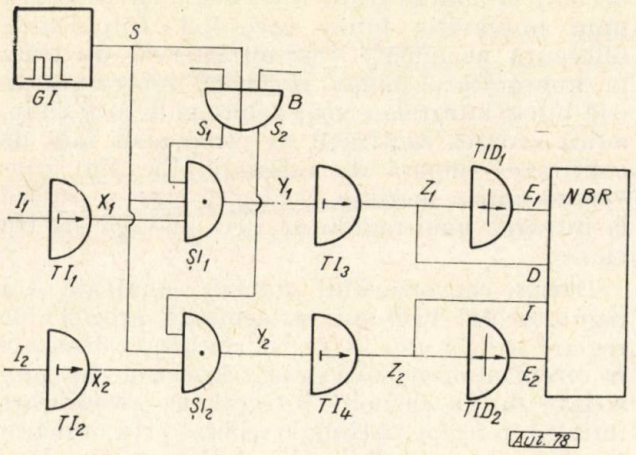


Fig. 1. Schema logică a circuitului de anticoincidenţă.

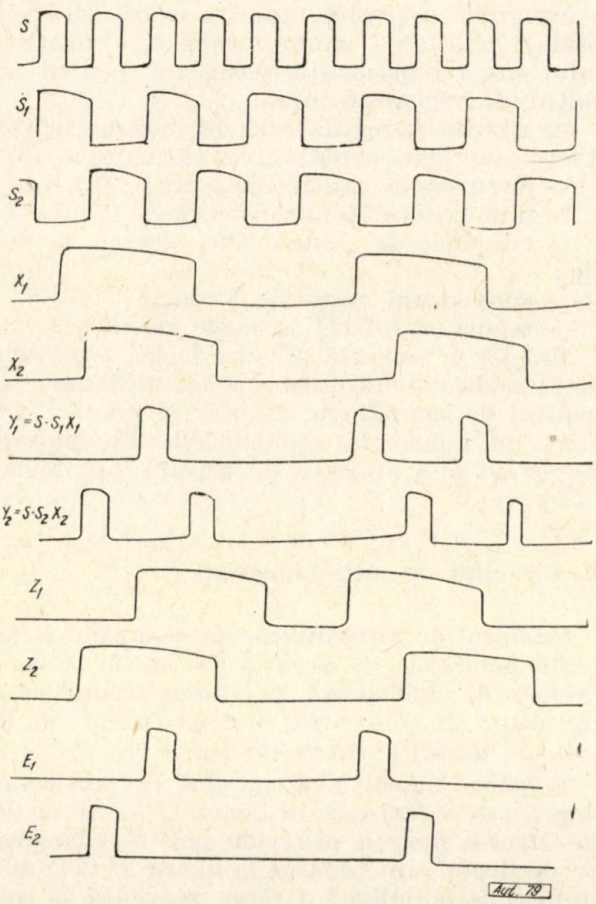


Fig. 2. Semnalele în diversele puncte ale circuitului de anticoincidenţă (desenate după osciloscop).

mult două impulsuri S_1. Se vede deci că aplicînd la intrarea unui circuit ŞI pasiv impulsurile X_1, S şi S_1 la ieşirea acestuia pentru fiecare impuls aplicat în I_1 apare un impuls sau un grup de două impulsuri y_1, avînd durata de maximum 100 μs şi depărtate între ele cu 300 μs.

Un nou element de temporizare de la începere TI_3 face ca la fiecare impuls sau grup de două impulsuri să corespundă un impuls cu durata de 500 μs şi cu frontul anterior corespunzînd frontului unui impuls S_1. Acest impuls se aplică la numărătorul binar reversibil la calea „direct" D şi după o derivare care se efectuează pe placa numărătorului binar reversibil stabileşte sensul direct de numărare. Acelaşi impuls de 500 μs printr-un element de temporizare a începerii cu durata fixă este întîrziat şi apoi aplicat ca impuls de numărare în sens direct E_1. La fel se procedează pe o cale separată şi pentru impulsurile X_2, iar impulsurile obţinute se aplică la I pentru stabilirea sensului de numărare invers şi ca impulsuri de numărare în sens invers E_2.

Din cele arătate se poate deduce că frecvenţele care se compară trebuie să fie mai mici de 1 000 Hz.

Pentru a putea vizualiza formele de undă pe osciloscop s-a aplicat la I_1 şi I_2 un acelaşi tren de impulsuri cu frecvenţa sincronizată cu frecvenţa generatorului de 5 000 Hz. S-a constatat că impulsurile la E_1 şi E_2 corespund ca poziţie impulsurilor S_1 şi S_2; determinările s-au făcut pentru o frecvenţă a impulsurilor de intrare aproximativ de 600 Hz.

3. Numărătorul binar reversibil [16–18]

Numărătorul binar reversibil este un numărător UNILOG cu 15 celule de numărare construit din patru plăci NB2R tip UNILOG, modificat astfel încît cifra zero să corespundă la 2^6 înscris în numărător. Capacitatea maximă s-a stabilit pe considerentul că eroarea maximă care poate apărea ocazional în sistem (la pornire sau în cursul altor regimuri tranzitorii) este mai mică de 2^{12} şi este necesar şi un bit de semn.

Înscrierea la zero a numărului 2^6 s-a prevăzut în baza recomandării că domeniul de variaţie al erorii curente maxime este de 2^7 ori mai mic decît al erorii accidentale, deci de $\pm 2^6$ şi pentru a evita un convertor numeric analogic cu dublu semn. În acest mod se converteşte în tensiune analogică numai conţinutul primelor 2^6 celule de numărare, adică maximum 127. Pentru erori mai mari, (considerate erori accidentale), convertorul numeric analogic asigură maximum posibil, adică pentru eroare negativă (dată de bitul de semn 1) semnal zero şi pentru orice bit semnificativ mai mare de 2^6 şi semn pozitiv semnalul maxim. Pentru aceasta la ieşirea numărătorului pentru fiecare celulă al cărei conţinut se converteşte analogic se montează cîte două circuite NICI ca în figura 3. La intrarea primului NICI se aplică semnalul corespunzînd celulei binare respective a şi al tuturor celulelor binare corespun-

zînd la valori mai mari decît 2^7. Fie acestea $m \ldots p$, dacă unul din aceste semnale este 1 la ieşire se obţine semnal zero, apoi dacă şi bitul de semn q care se aplică la a doua celulă

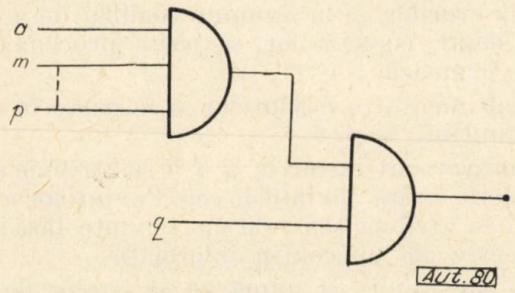


Fig. 3. Celule NICI montate la ieşirea numărătorului binar reversibil.

NICI este 0 (eroarea este pozitivă) la ieşire se obţine 1. Dacă bitul de semn este 1 (eroarea este negativă) la ieşirea celui de-al doilea NICI semnalul este zero. Semnalele astfel obţinute comandă convertorul numeric analogic continuu.

BIBLIOGRAFIE

[1] Ball, H. K. *Antiknock blending aided by turbine meter.* În: International Petro-Chemical Journal, apr. 1964.

[2] Brooks, Bozeman, H. C. *In line gasoline blending on move.* În: Oil and Gas Journal, nr. 41, 8 oct., 1962.

[3] Bozeman, H. C. *New features improve operation of in-line gasoline blending.* În: Oil and Gas Journal, 22, febr. 1965, 3 pag.

[4] Crane, B. G. *New Developments accelerate use of in-line blending facilities.* Comunicare la: Forty-ninth Annual Meeting of the Western Petroleum refiners Association. San Antonio. Texas, 10—12 apr. 1961, 18 pag.

[5] Crane, B. G. *Saving stimulation shift to in line blending.* În: International Petro-Chemical Engineer, apr 1964.

[6] Hochreiter, H. M. *Dimensionelless Correlation of coefficients of Turbine Type Flowmeters.* ASME Paper, nr. 57—163, 3 pag.

[7] Honorat, R. *L'automatisation des mélanges en ligne des produits pétroliers.* În: L'Industrie du Pétrole et de la Chimie, nr. 368, mai 1966.

[8] McCloskey Daniel. *Belgian Refinery to use automatic in line product blending systems.* În: World Petroleum, nov 1962, 3 pag.

[9] Schall, D. C. *Automatic Blending Conserves Refinery Tankage.* În: Control Engineering, dec 1962, 3 pag.

[10] Schneider, J. F. *Blending Systems Design Save money for mobil.* În: International Petro-Chemical Engineer, apr 1964, 4 pag.

[11] * * * *Continuous in-line blending Systems.* Application Bulletin Fischer & Porter. Bulletin 91—10—06, mai 1961, 6 pag.

[12] * * * *Comparision of two systems approaches to multistream in line blending.* Application Bulletin Fischer & Porter. Bulletin 91—01—77, oct 1961, 11 pag.

[13] * * * *Waugh turbine flow sensors.* Characteristics. Tehnical information Foxboro 1b—2a, sept 1961.

[14] * * * *Turbine flowmeter 10C 1505 series.* Specification 10C1/10C. 1505, Fischer & Porter, June 1963.

[15] Kalthoff, M. *Fortlaufende Differenzzählung zweier nicht synchroner Impulsserien.* În: Elektronische Rundschau, nr. 6, 1960, p. 240—245.

[16] Toader, S. şi Argintaru, I. *Sistemul de elemente de comutaţie statică UNILOG tip A.* În: Automatica şi Electronica, nr. 5, 1966, p. 201—205.

[17] Argintaru, I. şi Lungu, Cr. *Elementele pentru scheme de prelucrare logică şi elementele de intrare ale sistemului UNILOG tip A.* În: Automatica şi Electronica, nr. 5, 1966, p. 206—212.

[18] Felea, I., Ionescu, C. şi Tecuceanu, M. *Circuite şi blocuri pentru funcţiuni dependente de timp.* În: Automatica şi Electronica, nr. 5, 1966 p. 218—255.

Prof. dr. Alexandru Spătaru

Considerații generale privind codurile detectoare sau corectoare de erori

Se expune sub o formă generală mecanismul prin care se poate obține detecția sau corecția erorilor la transmisiunile în cod, indicîndu-se ipotezele simplificatoare care duc la soluțiile cunoscute în literatura privind codurile.

PARTEA I

1. Reprezentarea cuvintelor de cod

Se consideră un spațiu euclidian discret n dimensional, format din mulțimea $\mathfrak{M}$ a tuturor punctelor determinate de coordonatele :

$$(a_1 a_2 \ldots a_n).$$

Se presupune că fiecare coordonată, numită în cele ce urmează *simbol* sau *literă* poate lua q valori distincte într-un corp finit cu q elemente.

În acest caz spațiul $\mathfrak{M}$ va avea un număr de :

$$N = q^n, \tag{1}$$

elemente, respectiv, puncte pe care le numim *cuvinte*. Se convine să se reprezinte aceste cuvinte sub formă matricială :

$$v = [a_1 a_2 \ldots a_n] \tag{2}$$

Se presupune că pentru transmiterea informației se poate alege cu aceeași probabilitate oricare din cuvintele spațiului $\mathfrak{M}$. În acest caz cuvintele spațiului se numesc *cuvinte de cod*, sau *cuvinte cu sens*, pentru a sublinia faptul că ele conțin informație.

Informația medie transmisă de un cuvînt de cod oarecare în absența perturbațiilor este

$$I = \log N = n \log q, \tag{3}$$

iar informația medie pe literă este :

$$i_n = \frac{I}{n} = \log q. \tag{4}$$

În prezența perturbațiilor, dacă toate cuvintele $\mathfrak{M}$ sînt considerate cuvinte de cod (respectiv cuvinte cu sens), există posibilitatea ca datorită acțiunii perturbațiilor, un cuvînt de cod (prin modificarea literelor) să se transforme în alt cuvînt de cod. În acest caz se recepționează un cuvînt de cod diferit de cel transmis și nu există nici o posibilitate de a se cunoaște care a fost cuvîntul de cod transmis inițial, sau că în procesul de transmisiune s-a efectuat o eroare.

Pentru a avea posibilitatea de a recunoaște prezența erorilor în cuvîntul recepționat (detecția erorilor) și în anumite condiții de a efectua chiar corecția lor, se poate proceda după cum urmează.

Mulțimea $\mathfrak{M}$ a cuvintelor se împarte în două submulțimi $\mathfrak{C}$ și $\mathfrak{F}$.

Tuturor cuvintelor $v_i \in \mathfrak{C}$ li se atribuie sens, respectiv v_i sînt cuvinte de cod. Cuvintelor $w_j \in \mathfrak{F}$ nu li se atribuie sens, ele sînt cuvinte fără sens, respectiv ele nu conțin informație.

Se presupune că numărul cuvintelor de cod este :

$$C = q^k, \tag{5}$$

unde k este un număr întreg.

Informația medie transmisă cu un cuvînt de cod este :

$$I = k \log q, \tag{6}$$

iar informația medie pe literă este :

$$i_k = \frac{k}{n} \log q. \tag{7}$$

Din relația (7) rezultă că din cele n litere ale unui cuvînt de cod numai k litere conțin informație, restul de $n-k = m$ litere fiind redundante. Această redundanță este utilizată pentru detecția și corecția erorilor.

În cele ce urmează se vor nota cuvintele de cod cu v_i, iar cuvintele recepționate (care pot fi diferite de cele transmise v_i) se notează cu v_i'.

Dacă :

$$v_i' = v,$$

respectiv dacă :

$$\begin{aligned} a_{i1}' &= a_{i1} \\ a_{i2}' &= a_{i2} \\ &\cdots\cdots \\ &\cdots\cdots \\ a_{in}' &= a_{in} \end{aligned} \tag{8}$$

unde $(a_{i1}', a_{i2}' \ldots a_{in}')$ sînt coordonatele punctului v_i', iar $(a_{i1}, a_{i2}, \ldots, a_{in})$ sînt coordonatele punctului v_i, se poate spune că transmisiunea s-a efectuat fără eroare.

Dacă $v_i' \neq v_i$ se spune că în procesul de transmisiune s-au introdus erori.

În acest caz dacă $v_i' \neq v_j$ pentru toate valorile lui j, adică dacă v_i' nu este un cuvînt cu sens, este posibil să se detecteze erorile și uneori să se corecteze. Pentru aceasta este necesar ca la recepție să existe lista tuturor cuvintelor de cod și să se observe dacă cuvîntul recepționat este sau nu inclus în această listă. Dacă nu este inclus se decide că în procesul de trans-

misiune s-au făcut erori, respectiv se efectuează o detecţie a erorilor.

Dacă $v_i' = v_j$ pentru un j oarecare diferit de i, detecţia erorilor nu este posibilă, fiindcă v_i este un cuvînt cu sens.

Condiţia *necesară* şi *suficientă* pentru detecţia erorilor este :

$$v_i' \in \mathfrak{F}, \tag{9}$$

adică cuvîntul recepţionat să fie un cuvînt fără sens.

Pentru corecţia erorilor această condiţia este necesară, însă *nu este suficientă*, pentru corecţie fiind necesare constrîngeri mai mari asupra cuvintelor recepţionate decît cele impuse de relaţia (9).

În spaţiul n dimensional $\mathfrak{N}$ se defineşte o funcţie *distanţă* D (care va fi definită în cele ce urmează). Se convine să se decidă că cuvîntul recepţionat v_i' provine din cuvîntul v_i dacă distanţa :

$$D(v_i', v_i) < D(v_i', v_j); \tag{10}$$

pentru orice $j \neq i$.

Cu ajutorul funcţiei distanţă se poate împărţi spaţiul $\mathfrak{N}$ în mulţimi disjuncte Ψ_i în jurul lui $v_i \in \Psi_i$ care au proprietatea că toate punctele $v_i' \in \Psi_i$ sînt mai apropiate de punctul v_i decît de oricare punct v_j. Mulţimea punctelor care se găsesc la egală distanţă de două puncte şi deci care nu pot fi înglobate în nici una din mulţimile Ψ_i se notează cu Φ.

$$\Psi_1 U \Psi_2 U, \ldots, U \Psi_c U \Phi = \mathfrak{N}. \tag{11}$$

Ţinînd seamă de cele precedente se pot face următoarele afirmaţii :

a. Dacă cuvîntul recepţionat nu este cuvînt de cod :

$$v_i' \in \mathfrak{F},$$

se poate face detecţia erorilor.

b. Dacă cuvîntul recepţionat :

$v_i \in \Psi_i$, respectiv $D(v_i', v_i) < D(v_i', v_j)$, pentru orice $j \neq i$, erorile pot fi corectate în sensul că se ia decizia că v_i' provine din v_i.

c. Dacă cuvîntul recepţionat :

$v_i' \in \Phi$, respectiv $D(v_i', v_i) = D(v_i', v_j)$ pentru un anumit j, erorile nu pot fi corectate, însă pot fi detectate fiindcă :

$$\Phi \notin \mathfrak{F} \text{ şi deci } v_i' \in \mathfrak{F}.$$

Dacă cuvîntul recepţionat :

$$v_i' \in \Psi_j, \; j \neq i, \text{ iar } v_i' \neq v_j.$$

În felul acesta toate punctele spaţiului $\mathfrak{N}$ aparţin fie mulţimilor Ψ_i $(i=1,2, \ldots, c)$, fie mulţimii Φ :

erorile nu pot fi corectate, pot fi însă detectate, fiindcă :

$$v_i' \in \mathfrak{F}.$$

d. Dacă cuvîntul recepţionat :

$$v_i' \neq v_i \text{ şi } v_i' \notin \mathfrak{C}.$$

erorile nu pot fi corectate şi nici detectate.

Dacă se atribuie sens tuturor cuvintelor posibile, respectiv dacă mulţimea $\mathfrak{C}$ se confundă cu mulţimea $\mathfrak{N}$, mulţimea $\mathfrak{F}$ devine vidă şi în consecinţă nu este posibilă nici corecţia, nici detecţia erorilor.

2. Probabilitatea detecţiei sau corecţiei erorilor într-un cuvînt de cod

Probabilitatea ca erorile să fie detectate în cuvîntul v_i' este :

$$p_d = Prob. \{v_i \in \mathfrak{F}\}. \tag{12}$$

Probabilitatea ca erorile să fie corectate în cuvîntul v_i' este :

$$p_c = Prob. \{D(v_i', v_i) < D(v_i', v_j)\}, \tag{13}$$

pentru orice $j \neq i$.

3. Coduri binare

O importanţă practică deosebită o prezintă cazul cînd literele alfabetului codului au numai două valori, $q = 2$, pe care le vom nota cu 0 şi cu 1. În acest caz un cuvînt este reprezentat în spaţiul $\mathfrak{N}$ ca un punct ale cărui coordonate sînt elementele unui *corp finit cu două elemente* 0 şi *1*.

În acest caz numărul total al cuvintelor în spaţiul $\mathfrak{N}$ este :

$$N = 2^n, \tag{14}$$

iar numărul cuvintelor de cod :

$$C = 2^k. \tag{15}$$

Informaţia medie pe literă este :

$$i_k = \frac{k}{n}. \tag{16}$$

Distanţa între două cuvinte este definită de relaţia :

$$D(v_i, v_j) = (a_{i1} \oplus a_{j1}) + (a_{i2} \oplus a_{j2}) + \ldots + (a_{in} + a_{jn}), \tag{17}$$

unde s-a notat cu $\oplus$ adunarea modulo 2, iar cu $+$ adunarea obişnuită în cîmpul numerelor reale*. Conform acestei definiţii distanţa între două cuvinte de cod este egală cu numărul de litere prin care cele două cuvinte se deosebesc.

În cazul perturbaţiilor care afectează în mod independent literele cuvintelor de cod, probabilitatea ca să fie eronată o singură literă este mai mare decît probabilitatea să fie eronate două, trei etc.

* În cazurile în care nu se pot crea confuzii adunarea modulo 2 se va nota cu $+$ (regulile adunării modulo 2 sînt : $1 + 1 = 0$; $1 + 0 = 0 + 1 = 1$; $0 + 0 = 0$).

În acest caz se poate spune că probabilitatea ca v_i' să provină din v_i este maximă, dacă v_i' diferă de v_i printr-un număr mai mic de litere decît de oricare alt cuvînt v_j, respectiv dacă $D\ (v_i', v_i) > D\ (v_i', v_j)$ pentru oricare $j \neq i$.

Din această cauză decodarea bazată pe distanţa minimă se numeşte decodare bazată pe criteriul *probabilităţii maxime*.

4. Codare aleatoare

Pentru a prezenta unele aspecte cu caracter general privind mecanismul de detecţie şi de corecţie a erorilor se va considera o procedură particulară de codare numită codare *aleatoare*.

În codarea aleatoare la formarea fiecărui cuvînt de cod se aleg la *întîmplare* n litere care au aceeaşi probabilitate.

Probabilitatea ca erorile să fie corectate, conforme relaţiei (13) este :

$$p_c = Prob.\left\{\sum_{k=1}^{n}(a_{ik}' \oplus a_{ik}) < \sum_{k=1}^{n}(a_{ik} \oplus a_{jk})\right\}, \quad (18)$$

unde a_{ik}', a_{ik}, a_{jk} pot lua valorile 0 sau 1.

Se consideră că transmisiunea se face printr-un canal binar simetric. În acest caz capacitatea canalului este :

$$C = 1 - p \log p - (1-p) \log (1-p), \quad (19)$$

unde p este probabilitatea ca litera 1 să fie transformată în 0 sau 0 în 1 în procesul de transmisiune.

În absenţa perturbaţiilor ($p = 0$) capacitatea canalului are valoarea maximă ($C = 1$), iar în prezenţa unor perturbaţii foarte puternice cînd se anulează orice legătură determinată între literele de la ieşirea din canal şi cele de la intrarea lui $\left(p = \frac{1}{2}\right)$, capacitatea canalului este nulă.

Se presupune un canal cu perturbaţii, cu o capacitate diferită de zero. În acest caz probabilitatea ca o literă să fie transmisă eronat este :

$$p < \frac{1}{2}. \quad (20)$$

Revenind la relaţia (18) se constată următoarele :

În primul membru al inegalităţii s-au însumat litere ale aceluiaşi cuvînt de cod la intrarea în canal v_i şi la ieşirea din canal v_i'. Dacă canalul nu are perturbaţii ($p = 0$) această sumă este nulă fiindcă $a_{ik}' = a_{ik}$.

În prezenţa perturbaţiilor un număr Δn de litere din cuvîntul de lungime n vor avea valori diferite la ieşirea din canal faţă de cele avute la intrarea în canal, ca urmare a acţiunii perturbaţiilor.

Rezultă că :

$$\sum_{k=1}^{k}(a_{ik}' \oplus a_{ik}) = \Delta n. \quad (21)$$

În al doilea membru al inegalităţii s-au însumat litere a două cuvinte *diferite*. Ţinînd seamă de mecanismul aleator prin care s-au format cuvintele de cod se poate afirma că este foarte puţin probabil ca literele celor două cuvinte v_i şi v_j să fie identice. În membrul al doilea al inegalităţii, fiind vorba de însumare modulo 2 a unor litere din cuvinte diferite, literele fiind obţinute prin alegere la întîmplare, este aproape sigur că această sumă este diferită de zero (indiferent de proprietăţile statistice ale canalului, respectiv independent de valoarea lui p). Se presupune că din literele cuvintelor v_i' şi v_j un număr de Δm litere vor avea valori diferite. În acest caz :

$$\sum_{k=1}^{n}(a_{ik}' \oplus a_{jk}) = \Delta m. \quad (22)$$

Înlocuind în relaţia (18) valorile date de relaţiile (21) şi (22), se obţine probabilitatea p_c, ca erorile cuvîntului v_i să poată fi corectate :

$$p_c = Prob.\ \{\Delta n < \Delta m\}. \quad (23)$$

Se presupune că numărul n al literelor în cuvîntul de cod creşte, tinzînd către infinit. Se presupune în acelaşi timp că debitul de informaţie :

$$i_k = \frac{k}{n}$$

rămîne constant (mai mic decît capacitatea canalului).

Dacă n este foarte mare, tinzînd spre infinit, se poate scrie :

$$\Delta n \cong np, \quad (24)$$

unde p este probabilitatea transmiterii eronate a unei litere, iar :

$$\Delta m \cong n\,q, \quad (25)$$

unde q este probabilitatea ca două litere alese la întîmplare să aibă valori diferite.

Ţinînd seamă de faptul că literele cuvintelor de cod au fost alese la întîmplare, fiecare literă 0 sau 1 avînd aceeaşi probabilitate să fie aleasă, rezultă că probabilitatea q este egală cu $\frac{1}{2}$.

Deci :

$$\Delta m \cong \frac{1}{2}\,n. \quad (26)$$

Introducînd în (23) valorile obţinute în (24) şi (26), se obţine :

$$p_c \cong Prob.\left\{np < n\right\} = Prob.\left\{p < \frac{1}{2}\right\} \quad (27)$$

sau

$$\lim_{n\to\infty} p_c = Prob.\left\{p < \frac{1}{2}\right\} = 1, \qquad (28)$$

fiindcă $p < \frac{1}{2}$, deoarece s-a presupus capacitatea canalului $C > 0$.

În concluzie, pentru a mări probabilitatea ca erorile într-un cuvînt de cod să fie corectate, este necesar ca pe lîngă literele de informaţie (în număr de k) să se transmită şi litere redundante (în număr de $m = n - k$), care fac ca distanţa între două cuvinte de cod să crească, astfel ca acestea să nu poată fi confundate datorită acţiunii perturbaţiilor.

Teoretic această probabilitate a corecţiei poate fi făcută oricît de apropiată de unu, indiferent de perturbaţiile canalului (cu condiţia ca $C > 0$), mărind numărul de litere n ale cuvîntului de cod în operaţia de codare aleatoare. Codarea aleatoare asigură că în mulţimea cuvintelor de cod v_i, probabilitatea cea mai mare o au cuvintele echidistante.

Probabilitatea ca două cuvinte de cod să fie foarte apropiate (adică să aibă aproape toate literele identice) tinde spre zero pe măsură ce n tinde spre infinit.

Ca urmare în codarea aleatoare distanţa între cuvintele de cod creşte pe măsură ce creşte n.

Pentru a realiza practic o codare aleatoare cu un n foarte mare există dificultatea că la recepţie trebuie să se includă într-un tablou toate cuvintele ce pot fi recepţionate (2^n), grupate în jurul cuvintelor de cod (2^k), pe baza criteriului distanţei minime. Un cuvînt recepţionat v_i' va trebui confruntat cu acest tablou pentru a decide care cuvînt de cod este cel mai apropiat.

Complexitatea dispozitivului de decodare este atît de mare (creşte exponenţial cu n) încît nu se pune problema realizării lui.

Se pune întrebarea dacă fără ajutorul mecanismului aleator descris (care necesită $n\to\infty$) nu există o metodă generală de alegere sistematică a cuvintelor de cod v_i (în număr de 2^k) din mulţimea tuturor cuvintelor $\mathfrak{M}$ (în număr de 2^n), astfel ca probabilitatea corecţiei erorilor să ia valoarea cea mai mare pentru un k şi un n dat.

Pînă în prezent nu se cunoaşte o asemenea metodă.

PARTEA A II-a

5. Coduri detectoare sau corectoare deterministe

Pentru realizarea practică a detecţiei sau corecţiei erorilor se pune problema găsirii unor relaţii deterministe între literele de informaţie alese arbitrar (în număr de k) şi literele numite de control (în număr de $m = n - k$), care să permită detecţia erorilor sau localizarea lor în scopul corecţiei.

În acest caz, pentru detecţia sau corecţia erorilor, se impun condiţii mai restrictive decît cele date de relaţiile (9) şi (10), în scopul micşorării complexităţii operaţiei de decodare, şi anume :

— pentru detecţia a e erori se impune ca distanţa minimă între două cuvinte de cod să fie :

$$D_{min} = e + 1; \qquad (29)$$

— pentru corecţia a e erori se impune ca distanţa minimă între două cuvinte de cod să fie :

$$D_{min} = 2e + 1. \qquad (30)$$

Prin aceste constrîngeri se simplifică criteriile de detecţie sau corecţie a erorilor.

Pentru a elabora mecanismul de detecţie sau corecţie este necesar ca în prealabil să se analizeze modul în care se introduc erorile ce trebuie detectate sau corectate.

Sub o formă generală acţiunea perturbaţiilor poate fi caracterizată printr-un operator aleator $\mathfrak{A}$ care face transformarea :

$$\mathfrak{A}\{v_i\} = v_i', \qquad (31)$$

unde v_i este un cuvînt de cod în spaţiul de la emisie, iar v_i' este un cuvînt în spaţiul de la recepţie.

În cazul perturbaţiilor aditive relaţia (31) poate fi scrisă sub o formă mai convenabilă dacă se defineşte un *cuvînt eroare* care are litere din acelaşi alfabet cu cuvintele de cod v_i şi are aceeaşi lungime n :

$$\varepsilon = [\varepsilon_1, \varepsilon_2 \ldots \varepsilon_n], \qquad (32)$$

unde literele ε_i ($i = 1, 2, \ldots, m$) pot lua în cazul binar valorile 0 sau 1 în funcţie de structura perturbaţiilor din canal.

Relaţia (31) poate fi scrisă ţinînd seamă de modul cum a fost definit *cuvîntul eroare* :

$$\mathfrak{A}\{v_i\} = v_i \oplus \varepsilon = v_i', \qquad (33)$$

unde $\oplus$ indică adunarea modulo 2 a matricelor v_i şi ε :

$$\mathfrak{A}\{v_i\} = [a_{i_1} \oplus \varepsilon_1, a_{i2} \oplus \varepsilon_2, \ldots a_{in} \oplus \varepsilon_n] = v_i,$$

unde :

$$v_i' = [a_{i1}, a_{i2}', \ldots, a_{in}'],$$

rezultă :

$$\begin{aligned} a_{i1}' &= a_{i1} \oplus \varepsilon_1 ; \\ a_{i2}' &= a_{i2} \oplus \varepsilon_2 ; \\ &\cdots\cdots \\ &\cdots\cdots \\ a_{in}' &= a_{in} \oplus \varepsilon_n. \end{aligned} \qquad (34)$$

Transformarea inversă celei date de relaţia (31) este:

$$v_i = \mathfrak{T}^{-1}\{v_i'\}; \tag{35}$$

din relaţiile (34) adunînd în ambii membri ε_1, ε_2 ... rezultă:

$$\begin{aligned} a_{i_1} &= a'_{i_1} \oplus \varepsilon_1; \\ a_{i_2} &= a'_{i_2} \oplus \varepsilon_2; \\ &\cdots\cdots \\ a_{i_n} &= a'_{i_n} \oplus \varepsilon_n, \end{aligned} \tag{36}$$

sau:

$$v_i = [a'_{i1} \oplus \varepsilon_1, a'_{i2} \oplus \varepsilon_2 \ldots a'_{in} \oplus \varepsilon_n]. \tag{37}$$

Pentru a stabili o modalitate de detecţie sau corecţie a erorilor se consideră un spaţiu m dimensional ($m = n - k$) pe care-l numim *spaţiu de corecţie* $\mathfrak{M}$ şi care are 2^m elemente numite *corectori*. Aceşti corectori sînt destinaţi să indice poziţiile din cuvîntul de cod în care s-au efectuat erori.

Legătura dintre elementele acestui spaţiu de corecţie (m dimensional) şi elementele spaţiului tuturor cuvintelor (v_i') de la recepţie se poate stabili definind un operator $\mathcal{H}$:

$$\mathcal{H}\{v_i'\} = z, \tag{38}$$

unde:

$$v_i' \in \mathfrak{N} \text{ şi } z \in \mathfrak{M}.$$

Dacă $v_i' = v_i$, adică dacă transmisiunea s-a făcut fără erori, v_i' fiind un cuvînt de cod, z trebuie să aibă aceeaşi valoare pentru oricare i, indicînd faptul că *nu sînt erori*. Se alege în acest caz pentru z valoarea 0. Rezultă:

$$\mathcal{H}\{v_i\} = 0, \tag{39}$$

unde se impune operatorului $\mathcal{H}$ din relaţia (38) condiţia ca să fie nul *dacă şi numai dacă* v_i' este cuvînt de cod, respectiv $v_i' = v_i$.

Dacă în procesul de transmisiune s-au făcut erori, pentru fiecare *cuvînt eroare* posibil trebuie să existe un $z \neq 0$ şi numai unul. Şi invers pentru fiecare z există un singur cuvînt eroare. Cu alte cuvinte, între punctele spaţiului $\mathfrak{M}$ şi spaţiul $\mathfrak{E}$ al tuturor *cuvintelor eroare* care trebuie corectate, este necesar să existe o corespondenţă biunivocă, dată de operatorul:

$$\mathfrak{D}\{z\} = \varepsilon \tag{40}$$

şi

$$\mathfrak{D}^{-1}\{\varepsilon\} = z. \tag{41}$$

Dacă:

$$\mathcal{H}\{v_i'\} \neq 0, \tag{42}$$

fără a specifica valoarea pe care o ia, se spune că avem o *detecţie* a erorilor.

Dacă:

$$\mathcal{H}\{v_i'\} = z \tag{43}$$

şi:

$$\mathfrak{D}\{z\} = \varepsilon. \tag{44}$$

Cunoscînd prin transformarea $\mathfrak{D}$ *cuvîntul eroare* ε, cu ajutorul relaţiei (37), se obţine cuvîntul de cod v_i:

$$v_i = [a'_{i1} \oplus \varepsilon_1, a'_{i2} \oplus \varepsilon_2 \ldots a'_{in} \oplus \varepsilon_n].$$

Deci v_i s-a obţinut din cuvîntul recepţionat v_i' în care s-au efectuat erori, prin mecanismul de corecţie a erorilor descris de relaţiile (43), (44) şi (37).

Din cele precedente rezultă că operatorul $\mathcal{H}$ determină o transformare *univocă* de la spaţiul cuvintelor recepţionate la spaţiul corectorilor. Operatorul $\mathfrak{D}$ defineşte o transformare *biunivocă* între spaţiul corectorilor şi cel al erorilor care trebuie corectate.

6. Coduri detectoare sau corectoare deterministe

Cea mai simplă structură pentru operatorul $\mathcal{H}$ se obţine dacă se consideră o transformare *liniară* univocă de la spaţiul cuvintelor recepţionate la spaţiul corectorilor:

$$\begin{aligned} &h_{11}a'_1 + h_{12}a'_2 + \ldots + h_{1n}a'_n = c_1; \\ &h_{21}a'_1 + h_{22}a'_2 + \ldots + h_{2n}a'_n = c_2; \\ &\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots \\ &\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots \\ &h_{m1}a'_1 + h_{m2}a'_2 + \ldots h_{mn}a'_n = c_m \end{aligned} \tag{45}$$

unde:

h_{ij} sînt parametrii care determină transformarea $\mathcal{H}$;
a_i' — literele unui cuvînt recepţionat;
c_i — parametrii care determină corectorul z.

Introducînd notaţiile matriciale:

$$v' = [a'_1 a'_2 \ldots a'_n], \tag{46}$$

$$z = \begin{vmatrix} c_1 \\ c_2 \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ c_m \end{vmatrix}, \tag{47}$$

şi:

$$H = \begin{bmatrix} h_{11}h_{12} \ldots h_{1n} \\ h_{21}h_{22} \ldots h_{2n} \\ \cdots\cdots\cdots \\ \cdots\cdots\cdots \\ h_{m1}h_{m2} \ldots h_{mn} \end{bmatrix}, \tag{48}$$

relaţia (45) poate fi scrisă:

$$H \cdot v'^T = z, \tag{49}$$

unde v'^T este matricea transpusă a lui v'.

În conformitate cu cele stabilite precedent, dacă v_i este un cuvînt de cod,

$$Hv_i^T = 0. \tag{50}$$

Dacă din cele n litere ale cuvîntului de cod v_i se aleg arbitrar k litere pentru transmiterea informaţiei, restul de $n-k=m$ litere de control sînt determinate de relaţia (50), care conţine m ecuaţii cu m necunoscute.

Cuvintele de cod astfel formate sînt capabile să se autocorecteze prin mecanismul dat de relaţiile (43), (44), (37).

În aceste relaţii intervine şi operatorul $\mathfrak{D}$ care depinde de structura lui $\mathfrak{H}$ (respectiv de H); dat fiind însă că în practică realizarea transformării specificate de $\mathfrak{D}$ nu pune probleme speciale, în cele ce urmează nu se va trata această problemă.

Pentru a determina condiţiile pe care trebuie să le satisfacă matricea H în cazul cînd vrem să se corecteze e erori (sau mai puţine) se va considera *cuvîntul eroare* scris sub forma :

$$\varepsilon = [\varepsilon_1 \varepsilon_2 \dots \varepsilon_n] = [\dots \alpha_{i_1}, \dots, \alpha_{i_e}, \dots], \tag{51}$$

unde :

$\alpha_{i_1} = 1$ indică o eroare în poziţia i_1;

$\alpha_{i_2} = 1$ — o eroare în poziţia i_2 etc.,

iar $i_1, i_2 \dots i_e$ pot lua oricare din valorile 1, 2, $\dots n$.

Un cuvînt în care s-au introdus e erori poate fi scris sub forma matricială :

$$v' = v + \varepsilon,$$

sau :

$$v' = [a_1' \, a_2' \dots a_n'] + [\dots \alpha_{i_1} \dots \alpha_{i_e} \dots], \tag{52}$$

unde adunarea se face modulo 2.

Corectorul corespunzător cuvîntului v' este :

$$H v'^T = H(v + \varepsilon)^T = H(v^T + \varepsilon^T) = H\varepsilon^T = z, \tag{53}$$

fiindcă :

$$Hv^T = 0,$$

sau :

$$\begin{bmatrix} h_{11}h_{12} \dots h_{n1} \\ h_{21}h_{22} \dots h_{n2} \\ \dots\dots\dots \\ \dots\dots\dots \\ h_{m1}h_{m2} \dots h_{mn} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \vdots \\ \alpha_{i_1} \\ \vdots \\ \alpha_{i_e} \\ \vdots \end{bmatrix} = z, \tag{54}$$

Notînd coloanele matricei H cu $h_1, h_2, \dots, h_n$, se obţine

$$[h_1 h_2 \dots h_n] \begin{bmatrix} \vdots \\ \alpha_{i_1} \\ \vdots \\ \alpha_{i_e} \\ \vdots \end{bmatrix} = z, \tag{55}$$

sau fiindcă :

$$\alpha_{i_1} = 1, \dots, \alpha_{i_e} = 1 :$$

$$z = [\dots h_{i_1} + \dots + h_{i_e} \dots]. \tag{56}$$

Pentru a corecta e erori, indiferent de poziţiile în care intervin, este necesar conform relaţiei (56) ca suma modulo 2 a cîte e coloane din matricea H, indiferent care, să fie distincte.

În caz contrar se poate ajunge în situaţia că e erori care intervin în poziţii diferite să dea naştere unui acelaşi corector z şi ca urmare corecţia să nu mai fie posibilă.

Dacă coloanele matricei H sînt astfel alese încît suma modulo 2 a cîte e coloane este distinctă, respectiv :

$$h_{i_1} + \dots + h_{i_e} \neq h_{j_1} + \dots + h_{j_e}, \tag{57}$$

pentru orice valori $i_1 \dots i_e$ distincte, cuprinse între 1 şi n şi $j_1 \dots j_e$ distincte, cuprinse între 1 şi n (care pot fi egale cu unele numere $i_1 \dots \dots i_e$, dar nu cu toate), atunci, adunînd în ambii membri coloanele $h_{j_1} \dots h_{j_n}$, se obţine :

$$h_{i_1} + \dots + h_{i_e} + h_{j_1} + \dots + h_{j_e} \neq 0, \tag{58}$$

respectiv ordonînd :

$$h_{i_1} + \dots + h_{i_{2e}} \neq 0, \tag{59}$$

pentru oricare valori $i_1 \dots i_{2e}$ cuprinse între 1 şi n.

Dacă coloanele matricei H îndeplinesc condiţiile date de relaţia (57), respectiv (59), atunci există posibilitatea de a se corecta e erori oarecare.

Se poate arăta că în acest caz distanţa minimă între două cuvinte de cod este egală cu $2e + 1$. Pentru aceasta se consideră distanţa între două cuvinte oarecare :

$$D(v_i, v_j) = \sum_k (a_{ik} \oplus a_{jk}) = \sum_k b_k, \tag{60}$$

unde s-a introdus notaţia :

$$b_k = a_{ik} \oplus a_{jk}. \tag{61}$$

Simbolurile b_k astfel obţinute sînt ale unui cuvînt de cod, fiindcă satisfac relaţia :

$$Hv^T = 0, \tag{62}$$

unde :

$$v = [b_1 b_2 \dots b_n] = v_i \oplus v_j. \tag{63}$$

În adevăr :

$$H\,v^T = H(v_i \oplus v_j)^T = Hv_i^T \oplus Hv_j^T = 0 \quad (64)$$

Din relaţia (60) rezultă că distanţa între două cuvinte de cod oarecare este egală cu numărul de componente diferite de zero ale unui alt cuvînt de cod.

Numărul de componente diferite de zero într-un cuvînt de cod se numeşte *ponderea* cuvîntului de cod.

Rezultă deci că distanţa între două cuvinte de cod este egală cu ponderea altui cuvînt de cod şi ca urmare cuvîntul de cod cu ponderea cea mai mică determină distanţa minimă între cuvintele de cod. Cu alte cuvinte distanţa minimă între cuvintele de cod este egală cu ponderea minimă a unui cuvînt de cod.

Dacă se presupune că v este un cuvînt de cod cu pondere egală cu $2e + 1$, atunci acest cuvînt poate fi notat:

$$v = [\ldots\ \alpha_{i_1}\ \ldots\ \alpha_{i_{2e+1}}\ \ldots]. \quad (65)$$

Fiindcă v este cuvînt de cod se obţine:

$$H\,v^T = 0,$$

respectiv:

$$\alpha_{i_1} h_{i_1} + \ldots + \alpha_{i_{2e+1}} h_{i_{2e+1}} = 0$$

sau

$$h_{i_1} + \ldots + h_{i_{2e+1}} = 0.$$

Dacă ponderea $2e+1$ este minimă, adică dacă nu există nici un cuvînt cu pondere $2e$, atunci nu există nici o combinaţie de coloane care să dea o relaţie de forma:

$$h_{i_1} + \ldots + h_{i_{2e}} = 0, \quad (66)$$

respectiv între oricare $2e$ coloane există relaţia:

$$h_{i_1} + \ldots + h_{i_{2e}} \neq 0, \quad (67)$$

identică cu relaţia (59).

Deci, dacă distanţa minimă între cuvintele de cod este $2e+1$, suma modulo 2 a $2e$ coloane oarecare din matricea H este diferită de zero.

Invers, dacă suma a $2e$ coloana oarecare este diferită de zero atunci nu există nici o relaţie de forma (66), respectiv nu există nici un cuvînt cu o pondere mai mică decît $2e+1$, aceasta fiind ponderea minimă.

Cazul cînd în locul corecţiei erorilor se intenţionează să se facă numai detecţia erorilor poate fi tratat în mod analog, punînd însă o condiţie mai puţin restrictivă pentru corectorii z, şi anume condiţia ca corectorii z daţi de relaţia (53) să fie diferiţi de zero, fără a impune condiţia ca ei să fie distincţi.

Se presupune că numărul erorilor care trebuie detectate este d. În acest caz cuvîntul eroare este:

$$\varepsilon = [\ldots \alpha_{i_1} \ldots \alpha_{i_d} \ldots] \quad (67)$$

şi din relaţia:

$$H\,\varepsilon^T \neq 0,$$

în care coloanele matricei H sînt notate diferit faţă de cazul precedent, se obţine:

$$[h'_1\ h'_2\ \ldots\ h'_n] \begin{bmatrix} \vdots \\ \alpha_{i_1} \\ \vdots \\ \alpha_{id} \\ \vdots \end{bmatrix} \neq 0,$$

respectiv:

$$h'_{i_1} + \ldots + h'_{i_d} \neq 0, \quad (68)$$

pentru orice $i_1 \ldots i_d$ distincţi cuprinşi între 1 şi n.

Din relaţiile (59) şi (68) rezultă că detecţia a $d = 2e$ erori este echivalentă cu corecţia a e erori şi invers.

Dacă numărul erorilor care trebuie detectate este impar:

$$d = 2e + 1, \quad (69)$$

atunci matricea de control H poate fi determinată cu uşurinţă, ţinînd seamă că în acest caz, conform relaţiei (68), se obţine condiţia:

$$h'_{i_1} + \ldots + h'_{i_{2e+1}} \neq 0, \quad (70)$$

care este satisfăcută dacă se pune:

$$h'_{i_1} = \begin{bmatrix} h_{i_1} \\ 1 \end{bmatrix},\ h'_{i_2} = \begin{bmatrix} h_{i_2} \\ 1 \end{bmatrix}, \ldots, \quad (71)$$

respectiv:

$$H = \begin{bmatrix} h_1 h_2 \ldots h_n \\ 1\ 1\ \ldots\ 1 \end{bmatrix}, \quad (72)$$

Introducînd relaţiile (71) în relaţia (70) şi ţinînd seamă de faptul că suma modulo 2 a unui număr par de simboluri 1 este nulă, se obţine:

$$\begin{bmatrix} h_{i_1} + \ldots + h_{i_{2e}} \\ 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} h_{i_{2e+1}} \\ 1 \end{bmatrix} \neq 0; \quad (73)$$

după cum se vede această relaţie este satisfăcută pentru orice valori ale coloanelor $h_1 h_2 \ldots \ldots h_n$, în particular şi pentru valori nule.

Prin urmare, dacă singura condiţie care se impune cuvintelor de cod este de a detecta erorile impare, matricea H poate avea forma:

$$H = [1,\ 1,\ \ldots\ 1]. \quad (74)$$

În acest caz în cuvîntul de cod:

$$v = [a_1 a_2 \ldots a_{n-1},\ a_n],$$

ultimele $k = n-1$ simboluri se aleg arbitrar simboluri de informaţie, iar primul simbol a_1 este simbol de verificare a parităţii, determinat

de relaţia $H v^T = 0$, care ţinînd seamă de relaţia (74) poate fi scrisă :

$$a_1 = a_2 + a_3 + \ldots + a_n. \qquad (75)$$

Dacă la recepţie $H v'^T \neq 0$, respectiv :

$$a'_1 + a'_2 + \ldots + a'_{n-1} + a'_n \neq 0, \qquad (76)$$

se poate afirma că în procesul de transmisiune s-a introdus un număr impar de erori.

Dacă se cere să se corecteze e erori şi să se detecteze o eroare (sau un număr impar de erori) în plus este necesar ca relaţia (59) să fie satisfăcută, iar matricea de control H să aibă forma dată de relaţia (72).

Dacă pentru corecţia a e erori cuvîntul de cod are n simboluri din care $m = n - k$ simboluri de control, atunci pentru corecţia a e erori şi detecţia unei erori în plus, la o lungime a cuvintelor de cod egală cu n, numărul simbolurilor de control este $m+1$ (respectiv cele de informaţie $k-1$). Pentru a menţine şi în cazul corecţiei a e erori şi detecţiei a unei erori în plus numărul de simboluri de informaţie egal cu k, este necesar ca în cuvîntul de cod să fie $n+1$ simboluri. În acest caz matricea de control este :

$$H = \begin{bmatrix} 0 & h_1 & h_2 \ldots h_n \\ 1 & 1 & 1 \ldots 1 \end{bmatrix} \qquad (77)$$

7. Codul Hamming

Pentru ilustrarea celor precedente se consideră cazul corecţiei unei singure erori ($e=1$). În acest caz relaţia (59) devine :

$$h_{i_1} + h_{i_2} \neq 0, \qquad (78)$$

adică toate coloanele matricei T trebuie să fie distincte.

Dacă se notează cu m numărul simbolurilor de control, atunci numărul corectorilor ce pot fi formaţi cu aceste simboluri este 2^m.

Corectorii trebuie să furnizeze următoarele informaţii : nici o eroare, o eroare în : poziţia 1, poziţia 2 etc. Rezultă că numărul corectorilor este :

$$2^m = n + 1. \qquad (79)$$

Dacă numărul simbolurilor de informaţie este k, atunci $n=m+k$, iar relaţia (79) devine :

$$2^m = m + k + 1, \qquad (80)$$

care permite să se determine numărul simbolurilor de control necesare pentru corecţia unei erori, cînd se transmit k simboluri de informaţie.

Matricea de control H va avea n coloane şi m linii. Dacă coloanele sînt formate din numerele binare 1, 2, . . , atunci condiţia (78) este îndeplinită, respectiv codul poate corecta o eroare. Deci :

$$H = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \ldots & & \ldots 1 \\ \ldots & \ldots & \ldots & & \ldots 1 \\ \ldots & \ldots & \ldots & & \ldots\ldots \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 1 \quad 1 \ldots 1 \\ 0 & 1 & 1 & 0 & 0 \quad 1 \ldots 1 \\ 1 & 0 & 1 & 0 & 1 \quad 0 \ldots 1 \end{bmatrix} = [h_1 h_2 \ldots h_n]. \qquad (81)$$

În acest caz operatorul $\mathfrak{D}$ definit de relaţia (40) şi (41) care stabileşte corespondenţa între spaţiul erorilor şi spaţiul corectorilor are o structură simplă. Se presupune că în poziţia i a intervenit o eroare, respectiv :

$$\varepsilon = [\ldots \alpha_i \ldots],$$

iar corectorul z este :

$$z = H\varepsilon^T = [h_1 h_2 \ldots h_n] \begin{bmatrix} \vdots \\ \alpha_i \\ \vdots \end{bmatrix} = h_i, \qquad (82)$$

adică corectorul reprezintă numărul binar care indică poziţia i care este eronată.

Trecerea de la spaţiul corectorilor la spaţiul erorilor (realizarea operatorului $\mathfrak{D}$) se face cu ajutorul unei scheme care se va numi în cele ce urmează descifrator.

Schematic operaţiunile de codare şi decodare sînt următoarele :

a) Pentru codare, simbolurile de informaţie sînt introduse într-o memorie, apoi, în funcţie de aceste simboluri se calculează simbolurile de control, care se adaugă la cele de infomaţie şi se formează cuvîntul de cod (fig. 1).

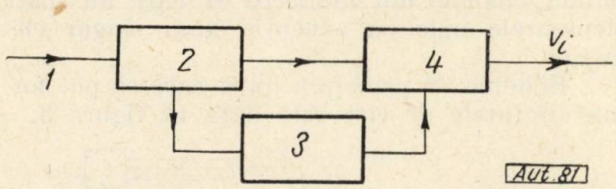


Fig. 1. Schema-bloc a dispozitivelor de la emisie : *1* – simboluri de informaţie : *2* – memorie; *3* – calculul simbolurilor de control; *4* – formarea cuvintelor de cod.

b) Pentru decodare, simbolurile cuvintelor recepţionate sînt introduse într-o memorie, în funcţie de ele se calculează corectorii.

Fiecărui corector, descifratorul face să-i corespundă un vector eroare care însumat la cuvîntul recepţionat produce corecţia erorii (fig. 2).

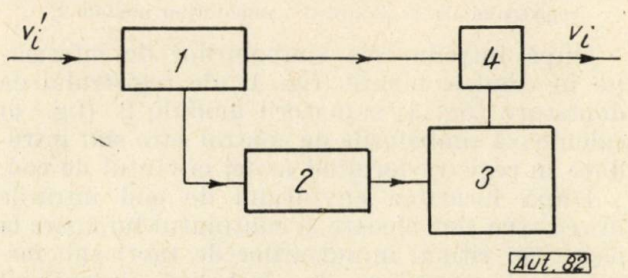


Fig. 2. Schema-bloc a dispozitivelor de la recepţie : *1* – memorie; *2* – calculul corectorilor; *3* – descifrator; *4* – sumator modulo 2.

Exemplu :
Se consideră cazul cînd $k = 4$.
Din relaţia (80) rezultă $m = 3$ şi deci $n = 7$.
Matricea de control este :

$$H = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 \end{bmatrix}.$$

Se notează cu a_i simbolurile de informaţie şi cu p_j simbolurile de control.
Pentru simplificarea calculului simbolurilor de control, ordinea simbolurilor se alege după cum urmează :

$$v = p_1 p_2 a_3 p_4 a_5 a_6 a_7,$$

astfel că relaţia $Hv^T = 0$ devine :

$$\begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{vmatrix} p_1 \\ p_2 \\ a_3 \\ p_4 \\ a_5 \\ a_6 \\ a_7 \end{vmatrix} = 0,$$

respectiv :

$$\begin{aligned} p_1 &= a_3 + a_5 + a_7 \\ p_2 &= a_3 + a_6 + a_7 \\ p_4 &= a_5 + a_6 + a_7 \end{aligned} \qquad (83)$$

După cum s-a văzut poziţiile simbolurilor de control au fost astfel alese încît să le corespundă coloane din matricea H care au toate elementele nule cu excepţia unui singur element.
Schema de principiu după care se pot forma cuvintele de cod este dată în figura 3.

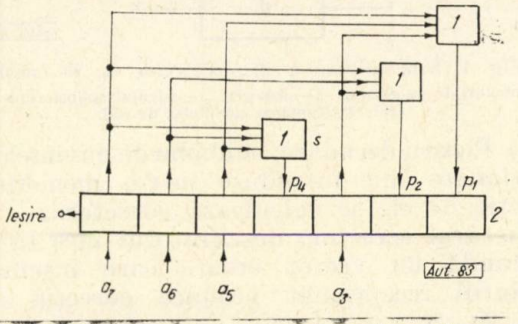


Fig. 3. Formarea cuvintelor de cod cu ajutorul registrului de deplasare şi a sumatorilor modulo 2.

După introducerea simbolurilor de informaţie în celulele binare (fig. 4) ale registrului de deplasare (fig. 5) sumatorii modulo 2 (fig. 6) calculează simbolurile de control care sînt introduse în registru formînd astfel cuvîntul de cod.
După formarea cuvîntului de cod intrările în registru sînt blocate şi conţinutul lui apare la ieşire (în ritmul impulsurilor de tact) sub forma unei succesiuni de simboluri (impulsuri) care se transmit corespondentului de la recepţie.

La recepţie cuvintele se introduc într-un registru de deplasare (fig. 7) şi în conformitate cu relaţia (49) se calculează corectorii :

$$Hv'^T = z,$$

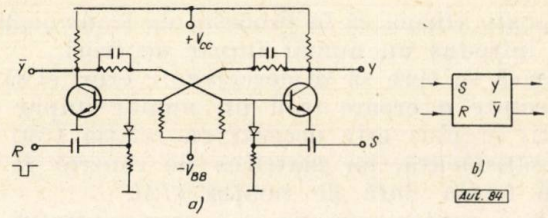


Fig. 4. Celulă binară cu transistoare (a) şi reprezentarea simbolică (b).

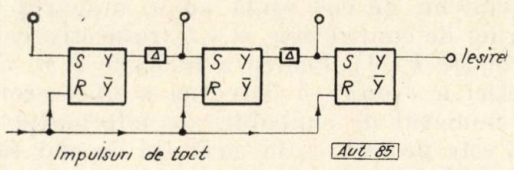


Fig. 5. Registru de deplasare cu celule binare cu intrare paralel şi ieşire serie. Pentru a evita o coincidenţă a impulsurilor semnal cu cele de tact la evacuarea conţinutului se prevede o întîrziere Δ între celule.

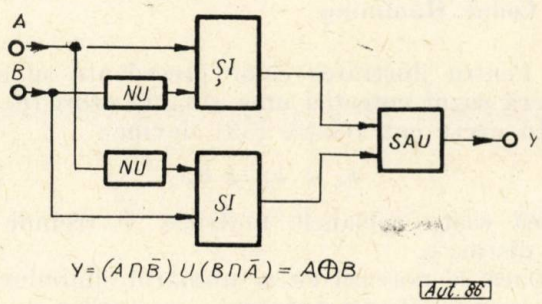


Fig. 6. Sumator modulo 2 cu circuite logice SI, NU, SAU.

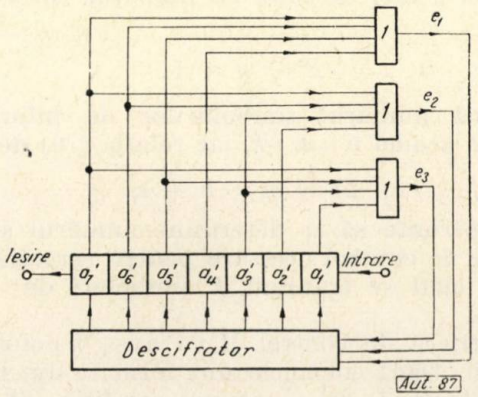


Fig. 7. Unitatea de decodare formată din registru de deplasare, sumatori modulo 2 şi descifrator.

respectiv

$$\begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p_1' \\ p_2' \\ a_3' \\ a_4' \\ a_5' \\ a_6' \\ a_7 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e_1 \\ e_2 \\ e_3 \end{bmatrix}$$

sau

$$\begin{aligned} e_1 &= p_4' + a_5' + a_6' + a_7' \\ e_2 &= p_2' + a_3' + a_6' + a_7' \\ e_3 &= p_1' + a_3' + a' + a_7' \end{aligned} \qquad (84)$$

Numărul binar (e_1 e_2 e_3) indică poziţia erorii. Descifratorul (fig. 8) transformă numărul binar e_1 e_2 e_3 într-un număr zecimal care indică că nu s-a făcut nici o eroare (numărul 0), că în poziţia 1 este o eroare (numărul 1), că în poziţia 2 este o eroare (numărul 2) etc. Impulsul dat de descifrator pe linia care corespunde poziţiei eronate modifică starea celului respective din registru şi astfel corectează eroarea.

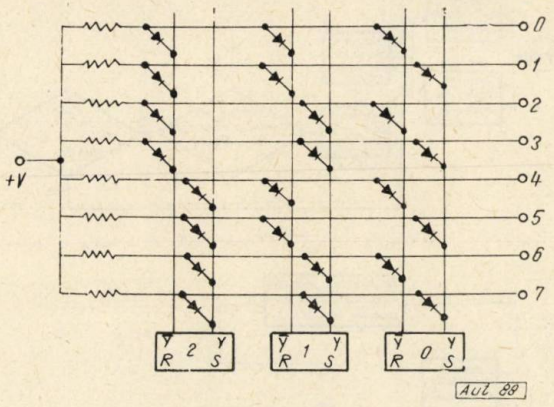


Fig. 8. Descifrator cu diode.

BIBLIOGRAFIE

[1] Peterson, W. *Error-correcting codes.* New York, John Wiley 1961.
[2] Ash, R. B. *Information theory.* New York, Interscience publishers, 1965.
[3] Poliet, M. *Transmission d'informations numériques.* În: L'onde électrique, vol. **XLIII**, nr. 431.

ACTUALITĂŢI

Proiectarea circuitelor integrate cu ajutorul calculatoarelor electronice

Particularităţile circuitelor integrate monolitice, care fac utilizarea calculatorului electronic în proiectare indispensabilă, pot fi sistematizate astfel:

a) Metoda clasică, de proiectare manuală, încercare experimentală, reproiectare, nu este economică în cazul circuitelor integrate, în principal, din cauza costului mare al refacerii măştilor Acest aspect este menţionat în toate rapoartele publicate asupra circuitelor integrate.

b) Componentele care intră în compoziţia unui circuit integrat monolitic sînt construite pe un substrat comun, ceea ce implică interacţiuni electrice parazite, care cu greu ar putea fi luate în considerare într-un calcul manual; în acelaşi timp, aceste interacţiuni afectează serios proprietăţile globale ale circuitului şi nu pot fi neglijate.

c) Toleranţele componentelor integrate sînt considerabil mai largi decît cele ale componentelor discrete. De aceea, componentele critice ale circuitului integrat trebuie identificate pentru a se lua măsurile constructive corespunzătoare.

d) Folosind calculatoarele electronice, se pot obţine informaţii privind distribuţia parametrilor importanţi (de exemplu, distribuţia amplificării) determinată de abaterile aleatorii ale componentelor. Se poate prevedea astfel productivitatea (randamentul de fabricaţie). Manual, calculele necesare pentru prezicerea unei histograme ar fi practic imposibil de făcut (de exemplu, rezolvarea de 100 ori a unui set de 30 de ecuaţii liniare, cu precizie de 0,1% în calcule).

e) Ca şi în cazul circuitelor imprimate, interconexiunea componentelor trebuie optimizată — problemă în care calculatoarele pot fi de ajutor (problema se pune, evident, în cazul circuitelor cu multe componente).

Problema proiectării circuitelor integrate cu ajutorul calculatoarelor electronice face obiectul unei serii de articole şi rapoarte apărute în ultimul timp [1]—[4]. Pînă în prezent s-a putut realiza proiectarea structurii fizice a circuitului integrat, astfel încît să se obţină parametrii electrici finali impuşi (cu luarea în calcul a tuturor interacţiunilor parazite) [1], [2] şi proiectarea amplasării optime a componentelor circuitului integrat în pastila de siliciu, mergînd pînă la generarea automată a desenelor pentru executarea măştilor [3], [4].

Schema generală de lucru în proiectarea unui circuit integrat cu ajutorul calculatorului este dată în figura 1 [2].

Se remarcă interdependenţa puternică dintre elementele calculului de dispozitiv şi elementele calculului de circuit în proiectarea de ansamblu, precum şi influenţa evidentă a tehnologiei de fabricaţie asupra performanţelor circuitului. Este, de asemenea, interesant de remarcat că proiectarea circuitului integrat este precedată de experienţe de laborator

pe un circuit similar, realizat cu componente discrete.

Analiza pe calculator a circuitului integrat se face pe baza unui program specializat, înzestrat cu subrutine, care efectuează automat toate modificările (cerute de interacţiunile complexe care au loc într-un circuit integrat) care apar în circuitul electric, atunci cînd se modifică unul dintre parametrii de structură, de exemplu rezistivitatea sau grosimea unui strat semiconductor.

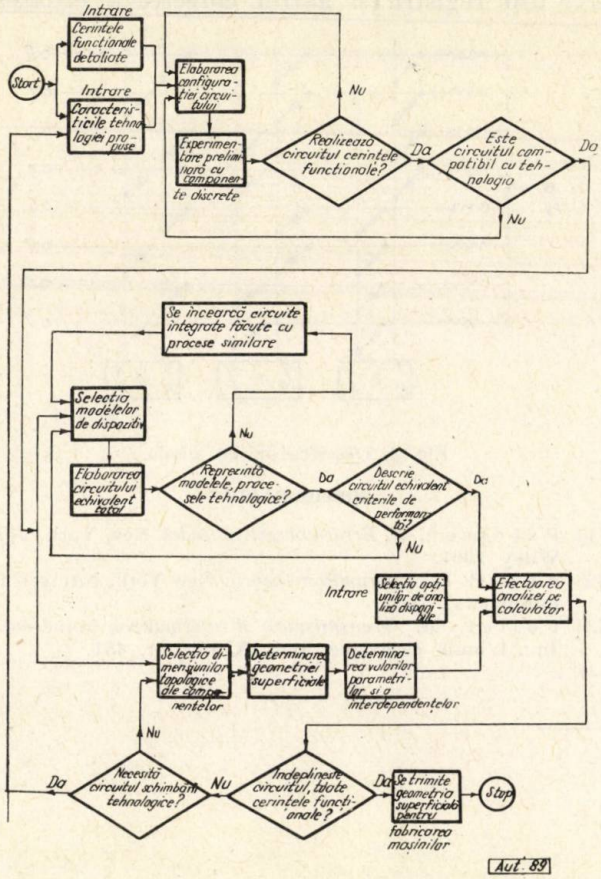


Fig. 1

Rezultatele obţinute la firma ARINC Corporation pe cazul unui amplificator de bandă largă cu trei transistoare integrate [1], [2] ilustrează beneficiile imense pe care calculatoarele moderne de mare viteză le pot oferi în analiza şi proiectarea circuitelor integrate. Nu numai că toate performanţele circuitului pot fi analizate, dar, de asemenea, procesele tehnologice pot fi optimizate, prin studiul criticităţii parametrilor componentelor şi prin proiectarea lor corespunzătoare. Economia realizată prin eliminarea chiar şi a unui ciclu de proiectare-realizare este mai mare decît costul efortului analitic de programare din cauza costului ridicat al refacerii unui set de măşti de producţie.

BIBLIOGRAFIE

[1] Mammano, R. A. *Integrated Circuit Design Analysis by Digital computers.* New York, IEEE International Convention, martie 1966.

[2] Mammano, R. A. *Computer-Aided Design*, Part 14: Start with a Practical IC Model. În: Electronics **41**, nr. 5, martie 4, 1968, p. 94—103.

[3] Spitalny, A. şi Goldberg, M. *Computer-Aided Design*, Part 11: Drawing Board for IC's. In: Electronics **40**, nr. 18, 4 septembrie, 1967, p. 83—88.

[4] Freitag, H. *Computer-Aided Design*, Part 11: Generating IC Kasks Automatically. In: Electronics **40**, nr. 18, 4 septembrie, 1967, p. 82—93.

C. Bulucea

Automatizări moderne în industria cimentului

În planul de dezvoltare a acestei industrii în ţara noastră s-a prevăzut înfiinţarea de noi fabrici de ciment de mare producţie, care vor necesita investiţii foarte mari.

Din această cauză este important să examinăm tendinţele actuale pe plan mondial ale automatizării în acest domeniu. O sursă importantă pentru o asemenea informare o constituie lucrările prezentate la Seminarul internaţional care a avut loc la Bruxelles în septembrie 1968 [1], precum şi la Colocviul din septembrie 1968 de la Londra [2], ambele consacrate automatizărilor din industria cimentului. Sînt de menţionat următoarele:

Din punctul de vedere al preparării materiei prime progresele s-au realizat în aplicarea unei reţete de amestec, trimiţîndu-se comenzi la diferite silozuri pe baza unui control centralizat al cantităţilor vehiculate şi pe baza unui program imprimat pe cartele. În legătură cu aceasta s-a convenit asupra interesului pentru o analiză automată rapidă a amestecului, întrebuinţîndu-se analizoare cu raze X; o asemenea analiză trebuie să aibă o frecvenţă mai mare în procedeul uscat. În plus s-a constatat că în numeroase cazuri aceste aparate sînt legate cu echipamente de calcul [3].

În ce priveşte opiniile asupra automatizării au fost destul de variate. Dificultăţile principale apar în legătură cu alegerea parametrilor care trebuie reglaţi. S-ar părea că reglarea încărcării morilor pe baza nivelului de zgomot a dat rezultate satisfăcătoare. Totuşi s-a admis că mai sînt necesare cercetări pentru a se putea stabili un model matematic simplu al funcţionării morilor.

Numeroase discuţii asupra cuptorului rotativ s-au referit la automatizarea răcirii clincherului, prezentîndu-se scheme de reglare, modele matematice pentru regimul dinamic, precum şi sisteme de reglare bazate pe metode statistice. Şi pentru această parte din proces s-a constatat că automatizarea prezintă dificultăţi practice [4].

S-a trecut de asemenea în revistă problema măsurării parametrilor fizici care caracterizează desfăşurarea procesului de ardere. Numeroşi specialişti au fost de părere că măsurările de temperatură prin aparatura întrebuinţată în prezent nu sînt satisfăcătoare, în special din lipsa unei întreţineri adecvate. Aplicarea pirometrelor pentru măsurarea temperaturii în zona de ardere s-a constatat, de asemenea, că nu rezolvă problema, fiind necesar, de fapt, ca această măsurare să se facă în diferite tipuri de pirometre în mod simultan, de exemplu cu un pirometru de radiaţie şi cu unul bicolor. Constructorii de aparatură au fost de părere că micşorarea parametrilor în industria cimentului constituie o problemă dificilă şi că progresele făcute în ultimii şase ani sînt foarte lente.

Cele mai numeroase comunicări şi discuţii au fost în legătură cu introducerea calculatoarelor pentru conducerea proceselor în industria cimentului [5], [6], [7], [8]. În ansamblu opiniile au oscilat între un entuziasm ponderat şi o lipsă de opinie fermă, în legătură cu aceasta, din cauza unor experienţe considerate încă insuficiente. Într-un caz instalaţia calculatorului a reprezentat o investiţie de aproximativ 400 000 dolari, cuprinzînd şi costul a 12 luni — om de specialişti care au conceput şi pus în funcţiune calculatorul. Într-o comunicare s-a afirmat că introducerea calculatorului a avut ca efect o economie de 3—5% în costul combustibilului şi o creştere de aceeaşi mărime a producţiei, ceea ce ar per-

mite să se estimeze un timp de recuperare de 2 ani. În urma discuţiilor s-a degajat concluzia că avantajele calculatorului derivă din : aplicarea reglării numerice (D.D.C.), optimizarea procesului din cuptorul rotativ, optimizarea amestecului şi supravegherea secvenţială a desfăşurării procesului. Ca o normă aproximativă este recomandat sistemul D.D.C. din punct de vedere economic numai pentru sisteme de reglare, cuprinzînd mai mult decît o buclă. Într-o fabrică din Suedia introducerea calculatorului este într-o etapă iniţială, şi anume numai pentru prepararea şi controlul materiei prime. Chiar şi numai cu această întrebuinţare parţială s-a obţinut o creştere a producţiei de 7%, o creştere de 5% a calităţii. Într-o fabrică din Belgia s-a prevăzut un control centralizat al materiei prime, inclusiv analiza cu ajutorul razelor X pentru o producţie de 800 t/zi.

BIBLIOGRAFIE

[1] * * * *L'Automatisation dans les Industries de la chaux du ciment et connexes.* Seminaire International, Bruxelles, septembrie 1968.

[2] * * * *Automation in the cement manufacturing industry.* Organizat de Willis Automation Consultants, Londra, septembrie 1968.

[3] Nikander, B., Myreen, B. şi Ostman, H. *Untersuchung der Prozesse bei der Homogenisierung von Zement — Rohmaterial nach der Nass-und Trockenmethoden.* Seminaire International, Bruxelles, septembrie 1968.

[4] Sturmer, W. *Systemanalyse einer Leopoldofens.* Seminaire International, Bruxelles, septembrie 1968.

[5] Aune, A. *Computer Control of a 1500 tons per day Humboldt Kiln.* Seminaire International, Bruxelles, Septembrie 1968.

[6] Skull, A. *Development of on-line Computer Control of cement Kilon.* Seminaire International, Bruxelles, septembrie 1968.

[7] Cuenod, M. şi Piguet, J. P. *Quelques aspects de la conception de la conduite automatique d'une cimenterie.* Seminaire International, Bruxelles, septembrie 1968.

[8] Rich, E. A. E., Hurlbut, M. R. şi Lippitt, D. L. *Applications of Computer Control to the cement manufacturing Process.* Seminaire International, Bruxelles, septembrie 1968.

I. Papadache

RECENZII

A. Halanay şi D. Wexler. **Teoria calitativă a sistemelor cu impulsuri.** Bucureşti, Editura Academiei, 314 pag. 97 bibl.

Această lucrare abordează o serie de probleme de un deosebit interes pentru tehnica şi ştiinţa contemporană, ocupîndu-se de teoria calitativă a sistemelor discrete, sisteme a căror evoluţie este descrisă prin ecuaţii cu diferenţe. De asemenea, se ocupă de sistemele descrise prin ecuaţii diferenţiale supuse acţiunii unor perturbaţii — distribuţii.

Ecuaţiile cu diferenţe finite au fost studiate încă de la începutul secolului. Ele au intervenit de asemenea în modelarea matematică a unor sisteme discrete, ca şi a sistemelor cu impulsuri.

Apariţia calculatoarelor digitale a constituit un nou imbold pentru acest gen de preocupări. Trebuie menţionat că aceste calculatoare funcţionează în impulsuri. Or tocmai studiul sistemelor în impulsuri face legătura între sistemele cu perturbaţii, distribuţii şi sistemele cu diferenţe finite.

Lucrarea este alcătuită din patru capitole şi trei anexe.

În primul capitol se studiază stabilitatea sistemelor discrete. În legătură cu această problemă se studiază sistemele discrete liniare cu coeficienţi constanţi, ca şi proprietăţile generale ale sistemelor liniare, dîndu-se şi noţiuni de teoria stabilităţii şi de stabilitate absolută a sistemelor automate discrete.

În anexa acestui capitol se studiază stabilitatea sistemelor discrete cu parametri aleatori, studiindu-se tipurile de stabilitate pentru astfel de sisteme, dîndu-se şi indicaţii cu privire la metoda funcţiei lui Liapunov.

Capitolul al doilea se ocupă de soluţiile periodice şi aproape periodice ale sistemelor discrete. Se examinează cazul sistemelor liniare cu coeficienţi periodici, sistemele liniare cu coeficienţi aproape periodici, sistemele liniare în spaţii-produs, soluţiile periodice şi aproape periodice la sistemele neliniare.

Capitolul al treilea se ocupă de sistemele de ecuaţii diferenţiale şi impulsuri.

După unele noţiuni introductive se studiază soluţiile periodice, aproape periodice şi mărginite ale acestor ecuaţii.

Ultimul capitol se ocupă de sistemele de perturbaţii de tip distribuţie.

Se introduce, printre altele, operatorul intrare-ieşire şi se studiază soluţiile periodice ale sistemelor de ecuaţii diferenţiale ordinare, soluţiile mărginite şi cele aproape periodice ale sistemelor de ecuaţii diferenţiale ordinare, sistemele cu argument întîrziat, soluţiile periodice ale ecuaţiilor de convoluţie şi soluţiile periodice ale sistemelor staţionare de tip neutru.

Într-o anexă se studiază distribuţiile periodice aproape periodice şi mărginite.

Lucrarea este redactată într-un spirit modern şi întrebuinţează aparatul matematic al teoriei distribuţiilor, alături de instrumentele matematicii clasice.

Ea conţine numeroase rezultate originale ale autorilor şi este deosebit de utilă tuturor inginerilor care se interesează de bazele matematice ale stabilităţii sistemelor discrete.

E. Nicolau

E. Lewis şi H. Stern. **Sisteme automate hidraulice.** Bucureşti, Editura tehnică, 1968, 352 pag., 243 fig., 5 anexe.

Alcătuită din 10 capitole lucrarea constituie, în domeniul proiectării sistemelor automate hidraulice, un ghid complet de valoare şi utilitate recunoscute pe plan internaţional.

Primele capitole sînt consacrate caracteristicilor diverselor elemente componente ale sistemelor automate hidraulice, prezentîndu-se cunoştinţele esenţiale pentru proiectarea şi utilizarea lor în condiţii optime.

Astfel, în capitolul 1, se prezintă caracteristicile generale ale principalelor elemente hidraulice — distribuitoare de comandă, pompe cu debit variabil, motoare hidraulice rotative, motoare hidraulice rectilinii — evidenţiindu-se posibilitatea de definire a acestora prin gradienţi.

Capitolul 2 tratează despre fluidele de lucru, elucidîndu-se problema alegerii acestora în funcţie de proprietăţile respective.

Capitolul 3 se referă la materialele folosite în construcţia sistemelor automate hidraulice, prezentîndu-se — pe scurt — o serie de materiale elastomerice şi metalice.

În capitolul 4 se analizează caracteristicile principale ale elementelor constructive specifice ce intră în componenţa sistemelor automate hidraulice : conducte, elemente de etanşare, filtre, schimbătoare de căldură, generatoare hidraulice, elemente de distribuţie, acumulatoare, elemente de comandă şi măsură. Capitolul cuprinde elemente de calcul şi proiec-

tare completate cu scheme, diagrame şi tabele care permit rezolvarea eficientă a problemelor în legătură cu alegerea, proiectarea şi construcţia elementelor componente ale sistemelor automate hidraulice.

În următoarele patru capitole se trec în revistă diverse metode analitice şi procedee de combinare a parametrilor elementelor componente ale unui sistem automat hidraulic în scopul realizării unor caracteristici de funcţionare necesare şi a unor performanţe optime ale ansamblului.

Astfel, în capitolul 5, după definirea noţiunii de sistem automat de reglare sau comandă şi evidenţierea importanţei schemelor funcţionale, a schemelor — bloc şi a determinării funcţiilor de transfer, se prezintă unele criterii şi metode de analiză a stabilităţii şi performanţelor dinamice ale sistemului.

În capitolul următor — capitolul 6 — se stabilesc funcţii de transfer pentru diverse elemente sau grupuri de elemente : distribuitor-cilindru, pompă-motor, motor hidraulic cu debit variabil, traductor de viteză centrifugal, traductor de presiune, iar în capitolul 7 se prezintă metodele de bază pentru ridicarea caracteristicilor dinamice de răspuns ale sistemelor automate, necesare verificării analizei dinamicii preliminare şi proiectării finale a sistemului.

În capitolul 8 se evidenţiază tehnica de utilizare a calculatorului analogic în rezolvarea problemelor sistemelor automate prin metoda modelării ; după o scurtă prezentare a modului de funcţionare şi de utilizare a ultimelor tipuri de calculatoare analogice, se prezintă cîteva circuite de calculator folosite în reprezentarea unor funcţii de reglare, trecîndu-se apoi la modelarea completă a sistemelor automate hidraulice.

Capitolul 9 este destinat descrierii diverselor tipuri de sisteme automate hidraulice, cuprinzînd schemele de principiu, schemele-bloc, funcţiile de transfer respective, precum şi o serie de informaţii cu caracter aplicativ de evidenţă şi utilitate practică.

În cadrul ultimului capitol se evidenţiază unele recomandări practice în legătură cu proiectarea sistemelor automate.

Lucrarea considerată aduce un aport deosebit în documentarea de specialitate corespunzînd necesităţilor de informare impuse de tehnica actuală.

Este redactată într-o formă uşor accesibilă utilizînd un aparataj matematic puţin complicat, dar informaţiile conţinute permit rezolvarea efectivă, rapidă şi corespunzătoare a problemelor de proiectare şi construcţie a sistemelor automate hidraulice de diverse tipuri.

Lucrarea se adresează inginerilor şi tehnicienilor proiectanţi şi constructori de sisteme automate hidraulice, putînd fi însă folosită de către toţi cititorii preocupaţi de problemele automatizării proceselor de producţie ; este utilă şi studenţilor din institutele de învăţămînt tehnic superior.

M. Soare

E. F. Doronkin şi V. V. Voskresenski. **Generatoare cu transistoare de impulsuri.** Moscova, Ed. Sviazi, 1968, 324 pag., 138 fig., 55 ref. bibl.

În literatura de specialitate au apărut în ultimii ani foarte multe articole referitoare la utilizarea în circuite a transistoarelor la proiectarea acestor circuite. Această carte încearcă să sistematizeze analiza şi proiectarea circuitelor cu transistoare în impulsuri, bazîndu-se în special pe relaţii simple care rezultă din caracteristicile fizice ale dispozitivelor.

Primul capitol al lucrării este consacrat proprietăţilor fundamentale ale transistoarelor şi particularităţilor funcţionării lor în regim de comutaţie. Se descriu unele proprietăţi ale materialelor semiconductoare, funcţionarea diodelor şi transistoarelor. După analiza stărilor de lucru de blocare, activă şi la saturaţie a unui transistor, este discutat regimul de funcţionare supraeconomic al transistorului. Se analizează dependenţa principalilor parametri de temperatură şi procesele tranzitorii în regimul de comutaţie.

Următorul capitol se ocupă de multivibratoare, cea mai mare parte fiind consacrată multivibratoarelor cu cuplaje capacitive colector-bază. Sînt însă analizate şi multivibratoarele cu cuplaj prin emitor, multivibratorul multifazic şi tipuri speciale de multivibratoare. Este discutată problema realizării unor generatoare cu raport impuls/pauză mic. În acelaşi capitol sînt descrise şi circuite monostabile. Există paragrafe consacrate particularităţilor utilizării în multivibratoare a transistoarelor difuzate şi instabilităţii termice a parametrilor impulsurilor generate. Se dau diverse metode de stabilizare.

Al treilea capitol cuprinde analiza circuitelor basculante bistabile (trighere) : trigherele simetrice cu polarizare exterioară şi automată, trigherul cu reacţie neliniară, trigherul cu cuplaje prin repetoare, trigherul cu cuplaj prin emitor. Printre problemele analizate se numără posibilităţile de încărcare ale circuitelor, alimentarea supraeconomică, metodele de declanşare a trigherelor.

În cadrul capitolului următor consacrat generatoarelor cu autoblocare sînt discutate diferite scheme şi variante ale acestui circuit : generatoarele cu emitorul comun şi cu baza comună, generatorul cu condensator în emitor, generatorul cu linie de întîrziere şi cu circuit rezonant. Se fac consideraţii asupra generatorului cu transistoare difuzate. Un paragraf se ocupă de problema generatoarelor cu autoblocare declanşată.

Generatoarele de tensiune în formă de dinţi de ferăstrău sînt tratate în următoarele două capitole. Generatoarele cu etaje de descărcare pot fi de tipul cu descărcarea condensatorului prin transistor, de tipul multivibrator cu etaj de descărcare şi de tipul generator cu autoblocare cu etaj de descărcare. Generatoarele cu forţă electromotoare compensatoare pot lucra cu reacţie pozitivă sau cu reacţie negativă şi pot fi de tipul cu declanşare sau autooscilante. Un generator cu foarte bună liniaritate este cel de tip fantastron. În încheierea capitolelor se analizează metodele de micşorare a duratei de revenire a schemei şi de stabilizare termică a generatoarelor.

Ultimul capitol se referă la generatoarele de curent în formă de dinţi de ferăstrău. Sînt analizate generatorul final de curent, amplificatorul de tensiune trapezoidală şi tipul de generator cu bobină de deflecţie.

Fiecare capitol conţine indicaţii de proiectare a tipurilor de circuite prezentate şi numeroase exemple de calcul.

Lucrarea este foarte utilă tuturor celor interesaţi în proiectarea circuitelor de impulsuri cu transistoare.

D. Negreanu

* * * **Poluprovodnicoviie priborî i ih primenenie** (Dispozitive semiconductoare şi folosirea lor). Tematica : Impulsniie schemă na tunnelnîh diodah i tiristorah (Circuite de impulsuri cu diode-tunel şi tiristoare). Redactor : Fedotov, Ia. A., Moscova, Sovetskoie Radio, 1968, 264 pag., 128 fig., 15 tab.

Ultimul (al nouăsprezecelea) volum al culegerii periodice de articole, redactată de Fedotov, este consacrat elementelor semiconductoare cu impedanţă negativă (negatroanelor) : diodelor-tunel şi tiristoarelor. Prima parte a culegerii este consacrată diodelor-tunel şi prezintă o serie de şase articole, iar în partea a doua sînt înglobate opt articole, care tratează diverse aspecte din tehnica tiristoarelor.

În prima parte a culegerii sînt tratate problemele actuale ale tehnicii de proiectare şi fabricare a diodelor-tunel, măsurării parametrilor acestora (Poluprovodnicoviie tunnelniie priborî de L. A. Legunov), precum şi procesele tranzitorii ce au loc la bascularea diodelor-tunel (Protesa oprokidîvania impulsnîh ustroistv na tunnelnom diode, de A. S. Sidorov). Autorul ultimului articol menţionat a obţinut evaluări analitice universale (pentru un spectru larg de semnale de comandă) ale parametrilor principali ai proceselor studiate. Se subliniază că o analiză corectă a acestor procese este legată de necesitatea descrierii complete a caracteristicii voltamperice a joncţiunii $p-n$ în vecinătatea punctelor ei extremale.

Sidorov semnează alte două articole : „Dinamiceskie karacteristiki peresciotnoi iaceiki na dvuh tunnelnîh diodah", în care este analizat ciclul de funcţionare şi parametrii dinamici ai cîtorva variante de circuite bistabile realizate cu două diode-tunel şi „Analiz triggera s posledovatelnîm soedineniem tunnelnîh-diodov", în care se ocupă de analiza unui trigger cu legarea în serie a diodelor-tunel.

Articolul lui Iu. A. Ciurin „Bistrodeistvuiuşciaia loghiceskaia NE-ILI na tranzistore i tunnelnîh diodah" prezintă o celulă logică cu funcţia NU-SAU, constituită dintr-un transistor de înaltă frecvenţă şi o pereche de diode-tunel. Rezultatele experimentale prezentate în articol dezvăluie posibilitatea practică de folosire a acestor celule la o frecvenţă de tact pînă la 50 MHz.

Ultimul articol din seria consacrată diodelor-tunel (Peresciotnaia decada na tunnelnîh diodah i tranzistorah, de B. N. Kononov ş.a.) se ocupă de analiza unui numărător decadic cu diode-tunel şi transistoare, executat după sistemul 12—2, fără circuite speciale de reacţie.

O sinteză a teoriei elementelor semiconductoare de siliciu cu structura *pnpn* este efectuată în primul articol despre tiristoare (V. A. Kuzmin, şi V. S. Perşenkov, Tiristori). În articol este analizat detaliat procesul tranzitoriu la amorsarea tiristorului pe electrodul de comandă. Problema stingerii (dezamorsării) tiristoarelor pe electrodul de comandă este tratată extrem de sumar, autorii precizînd însă că investigaţiile legate de această problemă continuă, deoarece nu toate fenomenele, uneori din cele principale, sînt clare şi optim explicate. De aceeaşi carenţă suferă şi articolul „Staticeskie haracteristiki tetristoara", de V. I. Vaganov, şi V. M. Gusakov, care prezintă teoria tetristorului — un nou element semiconductor cu structura *pnpn* şi patru electrozi.

Celelalte cinci articole din seria despre tiristoare se ocupă de unele aspecte aplicative ale acestora. Sînt subliniate unele avantaje ale formatoarelor de impulsuri cu tiristoare sau cu o combinaţie tiristor-transistor, faţă de omologii lor realizaţi numai cu transistoare. Sînt relevate şi o serie de dezavantaje, cum ar fi în cazul bistabilului, micşorarea posibilităţilor logice de comandă.

Articolele din această culegere sînt uneori prea teoretice pentru specialiştii din ramurile aplicative ale electronicii şi automaticii, cum este cazul articolului semnat de Vaganov şi Gusakov „Staticeskie haracteristiki tetristora". Articolele care tratează problemele tiristoarelor abordează doar aplicaţiile acestora în circuitele de curenţi slabi, domeniu neglijat mult timp de autori, dar de loc lipsit de perspectivă ca urmare a lichidării în prezent a inconvenientului principal al tiristoarelor : limitarea frecvenţei de lucru.

Unii autori au dezvăluit dificultăţile întîmpinate în domeniile investigate, cum ar fi problemele legate de dinamica proceselor la stingerea tiristoarelor pe electrodul de comandă, care mai cere încă clarificări substanţiale. O omisiune a articolelor din culegere o constituie problemele fiabilităţii (siguranţei în funcţionare) a negatroanelor, problemă deosebit de importantă, dar care pînă în prezent a fost tratată doar foarte sumar în literatura de specialitate.

Culegerea de articole redactată de Fedotov este o contribuţie interesantă la cunoaşterea şi aprofundarea mecanismului de funcţionare al diodelor-tunel şi tiristoarelor, precum şi la studiul unor aplicaţii ale acestora. Ea este deosebit de utilă specialiştilor ocupaţi în noua ramură a electronicii, cea a negatroanelor.

A. Silard

DOCUMENTARE

Kuzmin, V. A. şi Persenkov, V. S. **Tiristoarele** (Tiristori). În : Poluprovodnikoviie priborî i ih primenenie, vol. **19**, 1968, pag. 107—128, 7 fig., 48 bibl. Redactor, Ia. A. Fedotov, Sovetskoie Radio.

În articol se analizează diverse aspecte ale mecanismului de funcţionare al structurii *pnpn* în lumina ultimelor teorii existente în acest domeniu şi se trece în revistă stadiul actual al tehnicii de proiectare şi al tehnologiei tiristoarelor. Sînt prezentate date cu privire la parametrii principali ai tiristoarelor de diferite puteri care se fabricau în serie la sfîrşitul anului 1967.

Diverse probleme şi aspecte ale proceselor tranzitorii la amorsarea tiristoarelor pe electrodul de comandă sînt pe larg tratate în articol. Sînt prezentate expresii analitice pentru calculul timpului de creştere t_r al tiristorului, legate de parametrii fizici ai structurii *pnpn*. Se fac evaluări în privinţa timpului de întîrziere al tiristoarelor t_d, care a scăzut substanţial în ultima vreme, ca urmare a îmbunătăţirii tehnologiei de fabricare a tiristoarelor. Se subliniază că timpul de întîrziere al tiristoarelor poate fi micşorat prin mărirea amplitudinii semnalului de comandă aplicat pe electrodul de comandă. Se specifică că unele fenomene specifice tiristoarelor de putere, cum ar fi aprinderea *neuniformă* (efectul cumulativ) au depăşit cadrul articolului, astfel încît la analiza timpului de deschidere al tiristorului a fost omis timpul de răspîndire, în decursul căruia are loc răspîndirea conducţiei în tot volumul cristalului, deci şi o scădere a densităţii curentului şi a căderii de tensiune pe tiristor.

În acelaşi timp, procesele tranzitorii la stingerea tiristoarelor pe electrodul de comandă sînt analizate foarte sumar, autorii subliniind lipsa de date în literatura de specialitate.

Autorii analizează influenţa temperaturii asupra caracteristicilor $I = f(U)$ ale tiristoarelor şi asupra parametrilor acestora. Aceste probleme sînt însă tratate fără a se face o legătură firească cu problemele fiabilităţii (siguranţei în funcţionare) tiristoarelor, care de altfel nici nu este abordată în articol.

Sînt analizate probleme specifice tiristoarelor, cum ar fi fenomenul de autoaprindere al tiristorului şi efectul dU/dt. Se prezintă date cu privire la tehnologia de fabricaţie a tiristoarelor.

În încheierea articolului se face o succintă prezentare a tetristorului (binistorului) — un nou element semiconductor de siliciu cu patru electrozi. Se evidenţiază avantajele tetristorului în comparaţie cu tiristorul, punîndu-se accent pe mărirea posibilităţilor logice de comandă. Se arată că teoria tetristorului necesită unele clarificări ulterioare.

A.S.

Abramov, A. N. **Particularităţile proprietăţilor termice ale tiristoarelor** (Osobennost termiceskih svoistv tiristorov). În : Elektrotehnika **39**, nr. 10, oct 1968, p. 31—34, 4 fig., 8 ref. bibl.

Sînt analizate unele particularităţi ale comportamentului termic al tiristoarelor de putere. Aceste tiristoare se deosebesc de tiristoarele de mică şi medie putere prin existenţa aşa-numitului proces „cumulativ" la amorsare, care se concretizează printr-un timp finit de răspîndire a conducţiei în masa cristalului de siliciu. Inexistent la tiristoarele de mică putere, care au însă anumite particularităţi constructive ce influenţează regimul lor termic, efectul „cumulativ" (sau efectul aprinderii „neuniforme" a tiristoarelor) începe să se facă simţit la tiristoarele de medie putere, ca apoi să intre în depline drepturi la tiristoarele de putere, care au un curent de la 10 amperi în sus. Datorită volumului mărit al circuitului de siliciu, conducţia în primul moment al aplicării impulsului pe electrodul de comandă (poartă) se stabileşte doar în vecinătatea acestuia, ca apoi în decursul timpului de răspîndire (t_s) să se împrăştie cu o viteză finită în toată masa cristalului.

Investigaţiile efectuate de autor arată că la trecerea curentului prin tiristor, joncţiunile marginale de emiter (J_1 şi J_3) se încălzesc, iar joncţiunea centrală J_2 se răceşte. Acest lucru se datoreşte polarizării specifice joncţiunii J_2

în timpul conducţiei tiristorului : în timpul trecerii curentului, puterea pe joncţiunile J_1 şi J_3 se absoarbe şi ele se încălzesc, iar pe joncţiunea J_2 puterea se degajă şi în consecinţă ea se răceşte. Cum parametrul termosensibil al tiristorului — căderea de tensiune anod-catod — se compune din suma algebrică a căderilor de tensiune parţiale pe cele trei joncţiuni, care sînt practic egale între ele, datorită compensării tensiunii pe joncţiunea J_2 cu oricare din cele două tensiuni pe joncţiunile marginale, în majoritatea cazurilor de interes practic se consideră că tensiunea anod-catod pe tiristor este egală cu căderea de tensiune pe una dintre joncţiuni, deci este tensiunea unei diode semiconductoare. În timpul măsurării curbei de etalonare $U_{a.-c.} = f(T°C)$, unde $U_{.a-c.}$ este căderea de tensiune pe tiristor în stare de conducţie, cristalul tiristorului are în toată masa lui aceeaşi temperatură. Variaţiile lui $U_{a.-c.}$ în funcţie de temperatură sînt în acest caz minime şi egale cu variaţia căderii de tensiune pe o diodă semiconductoare, deoarece variaţiile de tensiune pe joncţiunea J_2 sînt de semn contrar variaţiilor de tensiune pe celelalte două joncţiuni. În cazul trecerii prin tiristor a curentului de sarcină, variaţiile tensiunilor pe cele trei joncţiuni au acelaşi semn şi deci variaţia lui $U_{a.-c.}$ este în acest caz de aproximativ trei ori mai mare. Pentru a lua în considerare acest fenomen autorul propune ca la determinarea temperaturii şi a parametrilor raportaţi ai modelului termic să se introducă un coeficient de rectificare care să oscileze de la valoarea 3 la valoarea 1 în funcţie de durata trecerii curentului prin tiristor. Se specifică că valoarea 3 a coeficientului de rectificare este valabilă doar pînă cînd procesele termice ce au loc pe cele trei joncţiuni nu încep să se influenţeze între ele.

Se arată că datorită efectului „cumulativ" şi timpului finit de răspîndire a curentului pe suprafeţele joncţiunilor, rezistenţele termice tranzitorii ale diverselor straturi ale cristalului de siliciu îşi măresc valorile, iar parametrii circuitului echivalent se deosebesc la răcirea şi la încălzirea tiristorului. Acest ultim fapt nu este caracteristic tiristoarelor de mică şi medie putere.

A.S.

Donovan, R. P. şi Burger, R. M. **Evoluţia tehnicilor de fabricare a circuitelor integrate.** În : Solid State Technology, nr. 3, 1968, p. 41—46.

Lucrarea este un raport asupra nivelului mondial actual al tehnologiei circuitelor integrate.

Se prezintă mai întîi evoluţia tehnicilor de fabricare a circuitelor integrate, pornind de la tehnologia transistoarelor planare. Se descriu limitările care apar în toate tehnicile şi procesele implicate în producerea unui circuit integrat. Posibilităţile de depăşire a acestor limitări sînt analizate în mod sistematic, arătîndu-se că va trebui să se realizeze : reproiectarea circuitelor în vederea minimizării operaţiilor de fragmentare şi termocompresiune (prin integrarea pe scară largă), automatizarea şi perfecţionarea proceselor tehnologice, după cum urmează :

Schimbarea recomandată	*Avantajul primar*
1. Creşterea laminară a cristalului.	Se elimină tăierea, polizarea şi corodarea.
2. Prelucrarea „cu perete rece".	Se minimalizează contaminarea.
3. Încălzirea radiantă focalizată.	Este posibilă observarea „în proces" a probei.
4. Prelucrare din fază gazoasă.	Se facilitează automatizarea, se minimalizează contaminarea.
5. Introducerea tehnicilor de control „în proces" în circuit închis.	Se elimină eroarea factorului uman.

C.B.

Kyong, H. S. şi Gyftopoulos, P. E. **O metodă directă pentru rezolvarea unei clase de probleme optimale.** În : IEEE Transactions on Automatic Control, vol. **AC 13**, nr. 3, 1968.

Plecînd de la constatarea că multe dintre problemele practice care se pun rezultă în urma unor măsurători asupra mărimilor de intrare şi de ieşire, autorii se ocupă de metode de comandă optimală a unor sisteme descrise de relaţii funcţionale intrare-ieşire (şi nu printr-un sistem de ecuaţii diferenţiale cum se procedează curent). În particular se rezolvă o clasă de probleme optimale cu energie minimă printr-o metodă directă.

Se consideră o clasă de sisteme multivariabile, fizic realizabile continue, neliniare, reprezentate cu ajutorul unei serii de tip Volterra, în care numărul finit al termenilor se alege în funcţie de gradul dorit de aproximare a neliniarităţii.

Formularea problemei optimale este cea cunoscută. În cazul sistemelor liniare se demonstrează existenţa şi unicitatea soluţiei optimale cu ajutorul unor teoreme cu caracter constructiv.

Metoda, numită a dezvoltării caracteristice, se bazează pe observaţia că printr-o alegere corespunzătoare a bazelor nucleelor din seria Volterra, o problemă cu un număr infinit de dimensiuni se reduce la o problemă cu un număr finit de dimensiuni. Partea referitoare la sistemele liniare se încheie cu un exemplu de proiectare a unui filtru acordat.

În continuare metoda dezvoltării caracteristice este extinsă la sistemele neliniare. Făcînd presupunerea limitativă că nucleele din seria Volterra sînt degenerate, problema este redusă la soluţionarea unui sistem de ecuaţii algebric neliniar. De observat că în cazul sistemelor neliniare problema existenţei şi unicităţii soluţiei optimale nu este rezolvată pentru orice tip de neliniaritate şi această parte a articolului este ilustrată de un exemplu.

Metoda prezentată de autori fiind aplicabilă pentru sisteme liniare şi neliniare, staţionare şi variabile în timp, cu condiţia ca nucleele să fie degenerate, reprezintă un preţios instrument de lucru.

A.G.

Perkins, R. W., Cruz, B. J. şi Gonzales, L. R. **Proiectarea sistemelor cu senzitivitate minimă.** În : IEEE Transactions on Automatic Control, vol. AC 13, nr. 2, 1968.

Se consideră sistemul automat liniar invariant în timp şi multivariabil, avînd pe calea directă obiectul reglat cu funcţia de transfer matricială $P(s, \alpha)$ (unde s este variabila transformării Laplace, α un vector ce reprezintă un parametru al obiectului) şi reţeaua de corecţie cu funcţia de transfer matricială $G(s)$, iar pe calea de reacţie, tot o reţea de corecţie cu funcţia de transfer matricială $H(s)$. Măsura efectelor variaţiei parametrului α asupra ieşirii sistemului este apreciată cu ajutorul unui indice scalar de senzitivitate, care este integrală unei forme pătratice. Problema minimizării acestui indice de performanţă, ţinînd seamă de condiţiile pe care trebuie să le îndeplinească G şi H (sînt invariante în timp şi independente de parametrul α, nu conţin termeni derivatori etc.) este destul de dificilă, întrucît conduce la rezolvarea unui sistem algebric neliniar cu condiţie la limită. Aceste dificultăţi sînt micşorate cu mult prin introducerea unei matrice de senzitivitate. Indicele de performanţă menţionat anterior este o funcţională de această matrice ce poate fi minimalizată în raport cu ea. Din cunoaşterea ei rezultă funcţiile de transfer $G(s)$ şi $H(s)$.

Articolul se încheie cu un exemplu ce tratează proiectarea unui sistem de reglare fără interacţiune pentru un convertizor rotativ c.c. în c.a. Exemplul este tratat amănunţit, alături de rezultatele numerice fiind prezentate şi curbe obţinute experimental.

A.G.

MŰSZAKI KÖNYVTÁRES DOKUMENTÁCIÓS KÖZPONT 1865

SIEMENS

Automatizarea proceselor

Realizarea unei producții automatizate și moderne necesită instalații pentru conducerea procesului, dotate cu calculatoare de proces și cu circuite de măsură, reglare și comandă foarte numeroase.

Siemens vă oferă soluții bine puse la punct. Soluții optimale, care se bazează pe o experiență de zeci de ani în tehnologia proceselor din industria materiilor prime, în tehnologia de fabricație și în industria prelucrătoare. În felul acesta a rezultat un program vast de realizări și aparate de măsură pentru toți parametrii de proces care se întîlnesc.

Cîteva exemple de instalații importante executate:

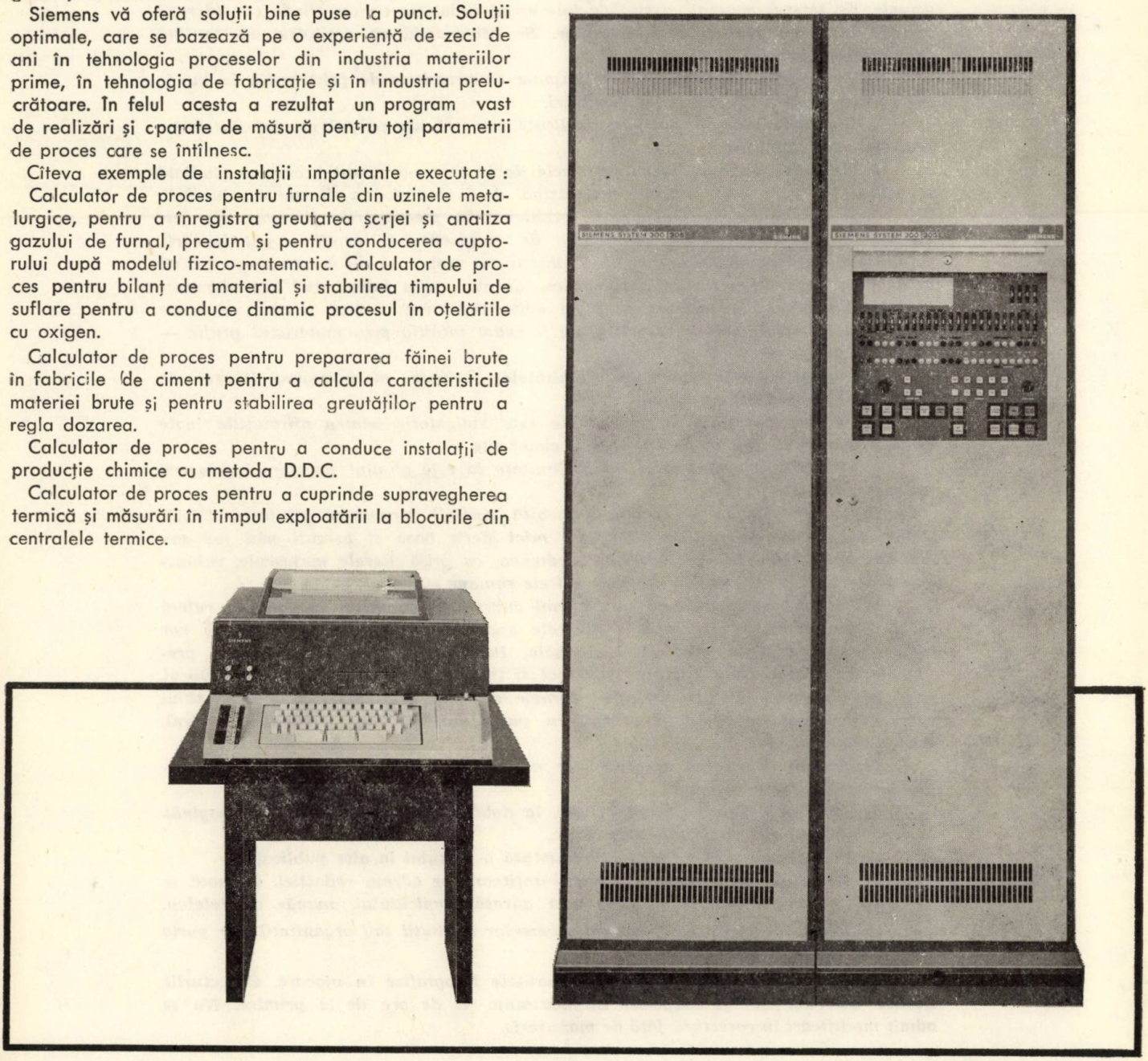
Calculator de proces pentru furnale din uzinele metalurgice, pentru a înregistra greutatea șarjei și analiza gazului de furnal, precum și pentru conducerea cuptorului după modelul fizico-matematic. Calculator de proces pentru bilanț de material și stabilirea timpului de suflare pentru a conduce dinamic procesul în oțelăriile cu oxigen.

Calculator de proces pentru prepararea făinei brute în fabricile de ciment pentru a calcula caracteristicile materiei brute și pentru stabilirea greutăților pentru a regla dozarea.

Calculator de proces pentru a conduce instalații de producție chimice cu metoda D.D.C.

Calculator de proces pentru a cuprinde supravegherea termică și măsurări în timpul exploatării la blocurile din centralele termice.

Vă trimitem cu plăcere documentație tehnică. Vă rugăm adresați-vă fabricii noastre WERNERWERK FÜR MESSTECHNIK, 75 Karlsruhe 21, Postfach, Bundesrepublik Deutschland.



În toate problemele de automatizare

SIEMENS este partenerul dv.

Recomandări pentru autori

1. Lucrările care pot fi prezentate spre publicare sînt: de importanță generală, tehnico-științifice speciale, teoretice sau experimentale și tehnice obișnuite.

2. Lucrările vor fi axate pe aducerea la îndeplinire a sarcinilor trasate de documentele de partid și de stat privind îndeosebi introducerea tehnicii noi, ridicarea calității produselor, reducerea prețului de cost, creșterea productivității muncii etc. Legătura cu practica muncii de cercetare, proiectare, învățămînt, producție este condiția esențială pe care trebuie să o îndeplinească tema tratată. Lucrările de sinteză sau de discuție să se refere la probleme noi și actuale, de interes general. Articolele interesînd industria vor cuprinde considerații privind eficiența economică a soluțiilor. Se recomandă ca articolele să conțină propuneri de viitor.

3. Verificarea experimentală se impune ca necesitate de prim ordin la lucrările care se pretează la asemenea verificări.

4. Lucrările care au mai fost publicate integral sau parțial nu pot fi trimise redacției spre publicare.

5. Un scurt rezumat fixînd premisele de la care s-a pornit problema studiată și cadrul în care este tratată, nedepășind 4—5 rînduri, va fi anexat lucrării.

6. În introducere se încadrează problema în preocupările generale ale disciplinei și în preocupările producției; de asemenea se arată scopul lucrării, subliniindu-se contribuția autorului. Tratarea va trebui să fie unitară, permițînd înțelegerea fără dificultăți a problemelor. Se vor evita introduceri sau demonstrații voluminoase; de asemenea se va evita repetarea în text a ceea ce poate fi găsit în literatura publicată sau poate fi redat intuitiv prin materialul grafic — ilustrativ, tabele etc.

7. Concluziile vor concentra rezultatele obținute cu indicarea limitei de valabilitate și aplicațiile posibile.

8. Citarea literaturii de specialitate este obligatorie pentru afirmațiile luate din alte lucrări și care nu sînt în general cunoscute.

9. Dezvoltările matematice vor fi limitate la cele absolut necesare înțelegerii raționamentului.

10. Se recomandă o atenție deosebită scrierii formulelor conform STAS. Indicii și exponenții se vor scrie mai mici decît baza și așezați mai jos sau mai sus decît baza. Se vor scrie, de asemenea, cu grijă literele majuscule, minuscule sau cele rusești, grecești, germane, cifrele romane etc.

11. Lista bibliografică se va întocmi cuprinzînd lucrările la care se referă textul (cum și figuri și tabele) atît cele speciale, cît și cele generale. Se vor indica toate datele în transcrieri originale. Pentru cărți: numele complet, prenumele prescurtat, titlul complet (eventual și tradus, în paranteză), ediția, editorul, locul editurii, anul. Pentru articole: numele complet, prenumele prescurtat, titlul complet original (eventual și tradus, în paranteză), revista, volumul, numărul, luna și anul, paginile.

12. Scrisul la mașină al articolelor este recomandat cu insistență, exceptîndu-se lucrările scrise caligrafic.

Se scrie pe o singură pagină (față), la două rînduri (2 000 semne de pagină). Se recomandă 10—12 pagini dactilografiate.

13. Nu se admite trimiterea concomitentă a textului la alte publicații.

14. Articolele se trimit cu o notă însoțitoare pe adresa redacției. În notă se vor indica: titluri, funcții, localitatea și adresa domiciliului, număr de telefon.

15. Lucrările executate în cadrul diverselor instituții sau organizații vor purta aprobarea acestora pentru publicare.

16. Corecturile se vor face după normele tipografice în vigoare. Corecturile trimise autorilor vor fi înapoiate în maximum 48 de ore de la primire. Nu se admit modificări în corectură față de manuscris.

СОДЕРЖАНИЕ

ДК 621.9–52 :681.323 :621.34 :621.29

Предой, А. :

Электрические и гидравлические автоматические приводы на станках числового управления, Сравнительное изложение.

Automatica şi Electronica 13, nr. 2, март–апрель 1969, стр. 45–48

Приводится ряд упрощенных расчетов, выявляющих качественный параметр ,,работы во времени'' электрических и гидравлических регулируемых приводов, для главных приводов, а также для подачи на различных осях станков числового управления.

ДК 681.323–503.25

Константин, П.:

Некоторые свойства дискретных числовых систем, включающих числовые элементы коррекции типа ПД, ПИ, ПИД.

Automatica şi Electronica 13, nr. 2, март–апрель 1969, стр. 49–54

Проводится теоретический анализ автоматических числовых систем, содержащих числовые элементы коррекции ПД, ПИ, ПИД, расположенные последовательно на главной петле, применяя дискретное преобразование Лапласса.

ДК 621.317.44 :538.221 :681.327.2

Стурзу, П. и *Молдовяну, К.:*

Генератор для измерительного устройства запоминающих ферритов.

Automatica şi Electronica 13, nr. 2, март–апрель 1969, стр. 54–58

Изложено несколько принципов, применяемых в технике измерения ферритов запоминания в импульсном режиме; описан генератор, предназначенный для подобных измерений. После краткого представления схемы-блок, описываются принципиальные схемы более значущих контуров.

ДК 621.316.722.1 :621.318.3–533.7

Келемен, А., Глигор, Д. и *Кривий, М.:*

Автоматический регулятор напряжения для регулирования под нагрузкой напряжения силовых трансформаторов.

Automatica şi Electronica 13, nr. 2, март–апрель 1969, стр. 58–62

Описан автоматический электромеханический регулятор напряжения с электронным элементом измерения, основанным на транзисторных колебательных контурах типа.

ДК 621.382.3 :546.28 :66.063.2

Булучя, К.:

Кремневые планарные транзисторы низкой мощности (II). Поверхностные явления.

Automatica şi Electronica 13, nr. 2, март–апрель 1969, стр. 63–68

В продолжение работы по вопросу физических явлений в полупроводниках, автор анализирует поверхностные явления, играющие важную роль в работе планарных транзисторов; они могут доминировать объемтые явления в случае, если эти последние не проверены нехнологически.

ДК 681.325.66 :621.53–531.5

Алеку-Кэлушицэ Миоара:

Числовой элемент сравнения.

Automatica şi Electronica 13, nr. 2, март–апрель 1969, стр. 69–71

Описывается числовой элемент сравнения, предназначенный для регулятора смеси в проводе и способ интегрирования этого элемента в ансамбль регулятора.

ДК 621.396.14.088.7

Спэтару, Ал.:

Общие вопросы в отношении детекторных или собирательных кодов ошибок.

Automatica şi Electronica 13, nr. 2, март–апрель 1969, стр. 72–81

В статье изложен принцип детектирования и коррекции ошибок и приведен метод случайного кодирования; в продолжение расматривается вопрос определительного кодирования на примере кода Hamming корректора ошибок.

КРАТКАЯ ИНФОРМАЦИЯ 81–83. **РЕЦЕНЗИЙ** 83–85. **ДОКУМЕНТАЦИЯ** 85–86

INHALTSVERZEICHNIS

DK 621.9–52 :681.323 :621.34 :621.29

Predoi, A. :

Elektrische und hydraulische, numerisch gesteuerte Automatenantriebe von Werkzeugmaschinen. Eine Vergleichsdarstellung.

Automatica şi Electronica 13, H. 2, März—April 1969, S. 45–48

Es wird eine Reihe von vereinfachten Berechnungen angegeben, die das qualitative Parameter ,,zeitliches Arbeiten'' hervorheben und dies für die regelbaren elektrischen und hydraulischen Antriebe, für Hauptantriebe sowie für die Vorschübe auf den verschiedenen Achsen der numerisch gesteuerten Werkzeugmaschinen.

DK 681.323–503.25

Constantin, P. :

Gewisse Eigenschaften der diskreten numerischen Systeme, welche numerische Korrekturelemente der Type PD, PI, PID enthalten.

Automatica şi Electronica 13, H. 2, März—April 1969, S. 49–54

Vorgenommen wird eine theoretische Untersuchung der automatischen, numerischen Systheme, welche numerische Korrekturelemente PD, PI, PID enthalten, welche reihenweise auf der Hauptschleife liegen und verwendet dabei die diskrete Laplace-Umformung.

DK 621.317.44 :538.221 :681.327.2

Sturzu, P. und *Moldoveanu, C.* :

Generator für eine Messvorrichtung der Gedächtnisferrite.

Automatica şi Electronica 13, H. 2, März—April 1969, S. 54–58

Dargelegt werden eine Prinzipien, die bei der Messtechnik der Gedächtnisferrite im Impulsbetrieb verwendet werden; es wird ein für derartige Messungen bestimmter Generator beschrieben. Nach einer kurzen Beschreibung des Blockschemas werden die Prinzipschemas von charakteristischeren Kreisen erörtert.

DK 621.316.722.1 :621.318.3–533.7

Kelemen, A., Gligor, D. und *Crivii, M.* :

Spannungsselbstregler zum Regeln von Krafttransformatoren unter Last.

Automatica şi Electronica 13, H. 2, März—April 1969, S. 58–62

Dargestellt wird ein elektromechanischer Spannungsselbstregler, dessen Messelement electronisch ist und sich auf transistorisierte Kipprelais der Type Schmitt stützt.

DK 681.382.3 :546.28 :66.063.2

Bulucea, C. :

Plantransistoren mit Silizium kleiner Leistung (II). Oberflächenerscheinungen.

Automatica şi Electronica 13, H. 2, März—April 1969, S. 63–68

Als Fortsetzung des Studiums über die physikalischen Vorgänge in den Halbleitern untersucht der Verfasser die Oberflächenerscheinungen, die eine wichtige Rolle im Betrieb der Plantransistoren spielen; sie können die Volumerscheinungen übertreffen falls letztere nicht technologisch kontrolliert werden.

DK 681.325.66 :621.53–531.5

Alecu-Călușiță Mioara :

Numerisches Vergleichselement.

Automatica şi Electronica 13, H. 2, März—April 1969, S. 69–71

Man bespricht ein numerisches Vergleichselement bestimmt für die Mischungsregler in der Leitung sowie die Einfügung dieses Elementes in die Regeleinrichtung.

DK 621.396.14.088.7

Spătaru, Al. :

Allgemeine Betrachtungen über fehlerdetektierende oder kollektierende Codes.

Automatica şi Electronica 13, H. 2, März—April 1969, S. 72–81

Im Aufsatz wird das Prinzip der Detektion und der Korrektur von Fehlern gezeigt und gleichzeitig die aleatorische Codifizierungs-methode dargestellt; ferner wird das Problem der Bestimmungscodierung erörtert, wobei das Beispiel für einen fehlerkorrigierenden Hamming-Code gegeben wird.

AKTUELLES 81–83. **BUCHBESPRECHUNGEN** 83–85. **DOKUMENTATION** 85–86

SOMMAIRE

CD 261.9 – 52 :681.323 :621.34 :621.29

Predoi, A. :

Dispositifs (commandes) automatiques électriques et hydrauliques pour les machines-outils à commande numérique. Présentation comparative.

Automatica şi Electronica 13, no. 2, mars—avril 1969, p. 45 – 48

On présente une série de calculs simplifiés qui mettent en évidence le paramètre qualitatif „fonctionnement de durée" des dispositifs électriques et hydrauliques réglables pour les principaux entraînements ainsi que pour les avances sur les différents axes des machines-outils à commande numérique.

CD 681.323 – 503.25

Constantin, P. :

Certaines propriétés des systèmes discrets numériques comprenant des éléments numériques de correction du type PD, PI, PID.

Automatica şi Electronica 13, no. 2, mars—avril 1969, p. 49 – 54

On fait une analyse théorique des systèmes numériques automatisés qui contiennent des éléments numériques de correction PD, PI et PID, montés en série sur la boucle principale, utilisant la transformation Laplace discrète.

CD 621.317.44 :538.221 :681.327.2

Sturzu, P. et *Moldoveanu, C.* :

Générateur pour une installation de mesurage des ferrites de mémoire.

Automatica şi Electronica 13, no. 2, mars—avril 1969, p. 54 – 58

On présente quelques principes utilisés dans la technique du mesurage des ferrites de mémoire en régime d'impulsions ; on décrit un générateur destiné à cette sorte de mesurage. Après une présentation succincte du schéma bloc, on examine en détail les schémas de principe des circuits les plus significatifs.

CD 621.316.722.1 :621.318.3 – 533.7

Kelemen, A., Gligor, D. et *Crivii, M.* :

Régulateur de tension automatique pour le réglage de la tension des transformateurs de force.

Automatica şi Electronica 13, no. 2, mars—avril 1969, p. 58 – 62

L'ouvrage présente un régulateur automatique de tension, électromécanique, dont l'élément de mesurage est électronique et basé sur des circuits basculants transistorisés, du type Schmitt.

CD 621.382.3 :546.28 :66.063.2

Bulucea, C. :

Transistors planaires à silicium de petite puissance (II). Phénomènes de surface.

Automatica şi Electronica 13, no. 2, mars—avril 1969, p. 63 – 68

Comme suite à l'étude des phénomènes physiques qui se produisent dans les semiconducteurs, l'auteur analyse les phénomènes de surface qui jouent un rôle important dans le fonctionnement des transistors planaires ; ils peuvent dominer les phénomènes de volume lorsque ces derniers ne sont pas controlés technologiquement.

CD 681.325.66 :621.53 – 531.5

Alecu-Căluşiţă Mioara :

Elément de comparaison numérique.

Automatica şi Electronica 13, no. 2, mars—avril 1969, p. 69 – 71

On présente un élément de comparaison numérique destiné aux régulateurs de mélange dans la conduite ainsi que le mode d'intégration de cet élément dans l'ensemble régulateur.

CD 621.396.14.088.7

Spătaru, Al. :

Considérations générales concernant les codes détecteurs ou collecteurs d'erreurs.

Automatica şi Electronica 13, no. 2, mars—avril 1969, p. 72 – 81

Dans cet article on expose le principe de la détection et de la correction des erreurs et l'on présente la méthode pour établir le code aléatoire ; on montre ensuite le problème de l'établissement du code déterminant, les exemples se rapportant à un code Hamming correcteur d'erreur.

CONTENTS

DC 621.9 – 52 :681.323 :681.34 :621.29

Predoi, A. :

Electric and hydraulic automatic drives in numerically controlled machine tools. A comparative presentation.

Automatica şi Electronica 13, nr. 2, march—april 1969, p. 45 – 48

A series of simplified calculations, emphasizing the „time-functioning" qualitative parameter of electric and hydraulic adjustable drives is given, concerning primary drives as well as advances on various axes in numerically controlled machine tools.

DC 681.323 – 503.25

Constantin, P. :

Some characteristics of numerical discreet systems containing numeric correcting elements of PD, PI, PID type.

Automatica şi Electronica 13, nr. 2, march—april 1969, p. 49 – 54

A theoretical analysis of numerical automatic systems, containing PD, PI, PID numeric correcting elements, situated in series on the principal loop, by using the discreet Laplace transform, is made.

DC 621.317.44 :538.221 :681.327.2

Sturzu, P. and *Moldoveanu, C.* :

Generator for an equipment intended to the gauging of memory ferrites.

Automatica şi Electronica 13, nr. 2, march—april 1969, p. 54 – 58

Some principles utilized in the technics of memory ferrites' gauging in impulse regime are shown. A generator intended to such gaugings is described. Following the brief description of the block diagram, the theoretical diagrams of the most signifying circuits are minutely described.

DC 621.316.722.1 :621.318.3 – 533.7

Kelemen, A., Gligor, D. and *Crivii, M.* :

Automatic voltage regulator for controlling under charge power transformers' voltage.

Automatica şi Electronica 13, nr. 2, march—april 1969, p. 58 – 62

The study describes an electromechanic automatic voltage regulator whose gauging element is an electronic one, based on tilting Schmitt type transistorized circuits.

DC 621.382.3 :546.28 :66.063.2

Bulucea, C. :

Small capacity plane transistors with silicon (II). Surface phenomena.

Automatica şi Electronica 13, nr. 2, march—april 1969, p. 63 – 68

Carrying on his study of physical phenomena in semi-conductors, the author analyses surface phenomena playing an important part in plane transistors' working ; they may prevail over bulk phenomena if the latter are not technologically operated.

DC 681.325.66 :621.53 – 531.5

Alecu-Căluşiţă Mioara :

Numeric comparison element.

Automatica şi Electronica 13, nr. 2, march—april 1969, p. 69 – 71

An element of numeric comparison, intended for conduit mixture regulators and the means of integrating this element in the regulating assembly are shown.

DC 621.396.14.088.7

Spătaru, Al. :

General considerations regarding error detecting or correction codes.

Automatica şi Electronica 13, nr. 2, march—april 1969, p. 72 – 81

The author expounds the principle of error detecting and correcting and describes the method of aleatory coding ; he further indicates the problem of determinist coding, examples being given for a Hamming error correcting code.

ICE

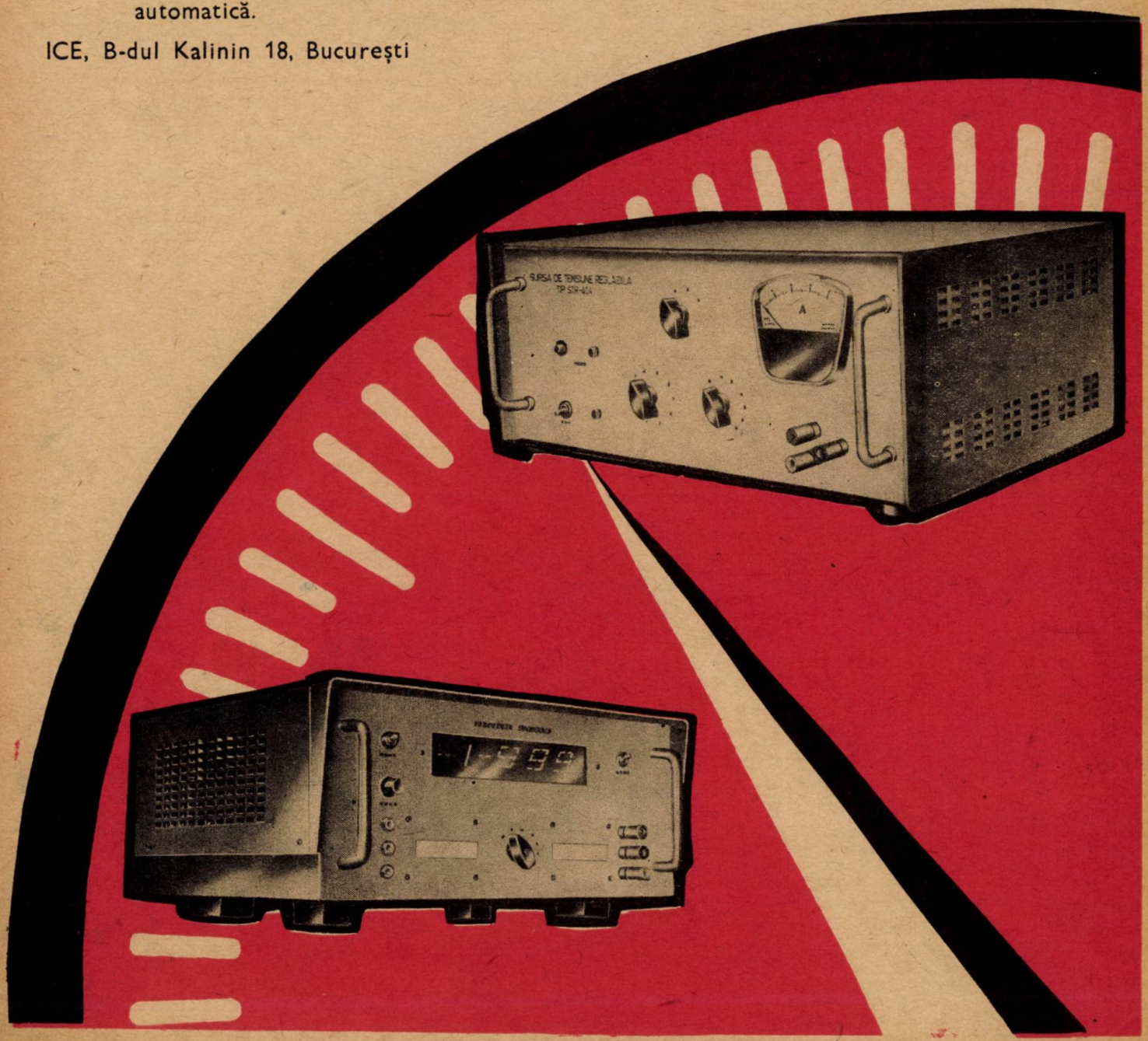
INSTITUTUL DE CERCETĂRI ELECTRONICE

primește comenzi de cercetare de aparate, instalații și materiale electronice cu utilizări în laboratoare și în scopuri industriale pentru toate sectoarele economice din țară.

Institutul execută studii, modele și prototipuri pentru următoarele instalații electronice:

- aparate electronice universale și speciale pentru măsurarea mărimilor electrice și neelectrice;
- instalații electronice pentru tratamente termice și defectoscopie;
- aparate și instalații electronice medicale pentru diagnostic, tratamente și proteze;
- materiale magnetice și dielectrice, și piese din ferite pentru radiocomunicații și automatică.

ICE, B-dul Kalinin 18, București

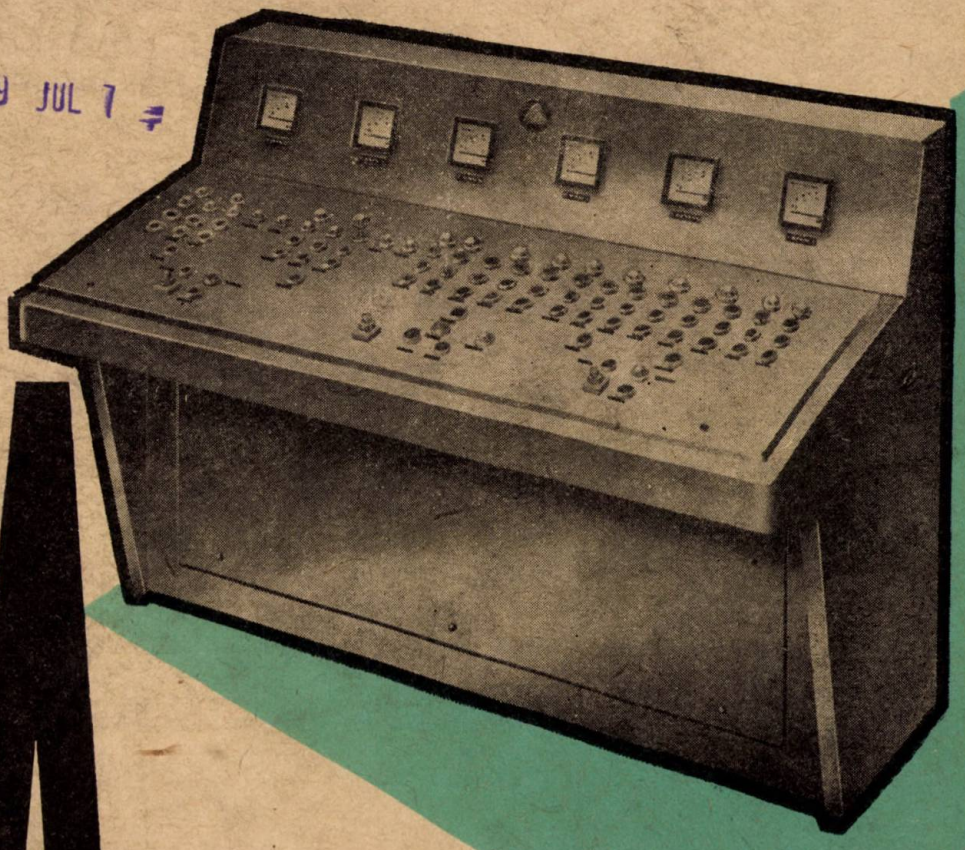


ÎNTREPRINDEREA DE MONTAJ INSTALAȚII DE AUTOMATIZARE

execută lucrări de montaj și punere în funcțiune la:

1. Automatizări complexe
2. Acționări electrice
3. Comutație secundară în stații și centrale electrice
4. Instalații electrice cu tensiuni pînă la 10 kV
5. Instalații de telecomandă și telesemnalizări
6. Instalații A.M.C.

1969 JUL 7



IMIA

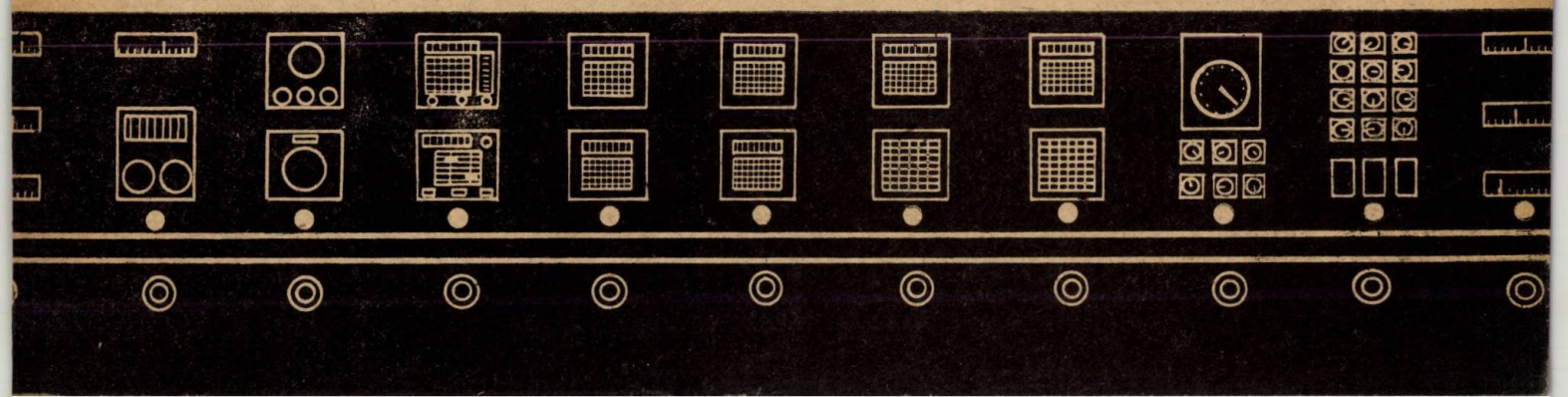
BUCUREȘTI, Bd. KALININ Nr. 18, Telef. 337532

E 2551

AUTOMATICA ŞI ELECTRONICĂ

3

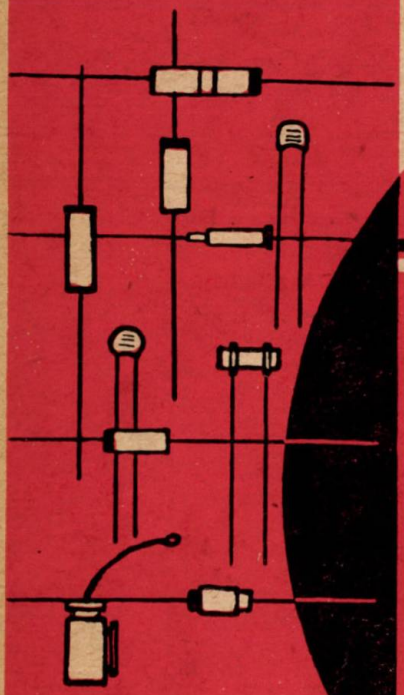
AUTOMATICA ŞI ELECTRONICA • BUCUREŞTI • VOLUMUL 13 • Nr. 3 • MAI — IUNIE • 1969

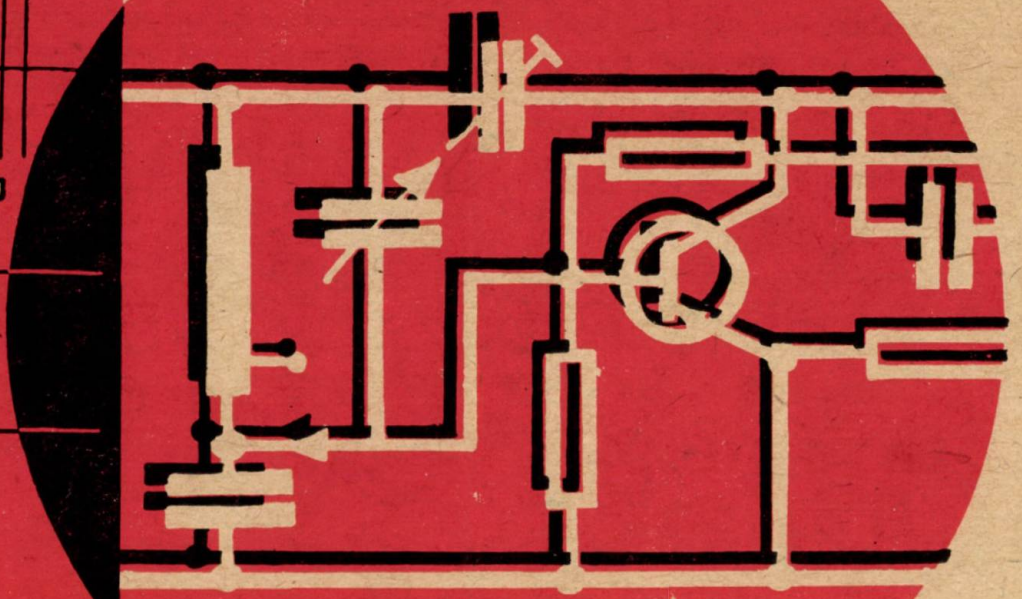


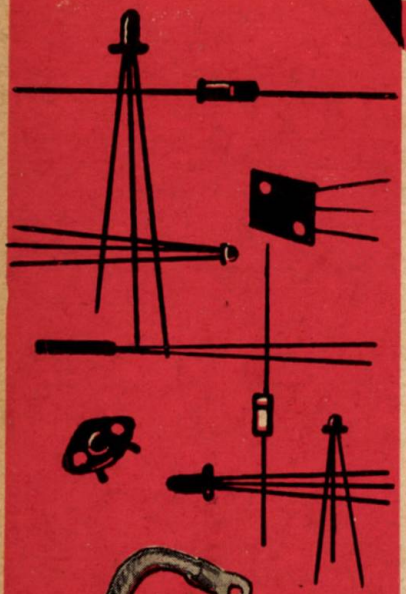
IPRS Băneasa

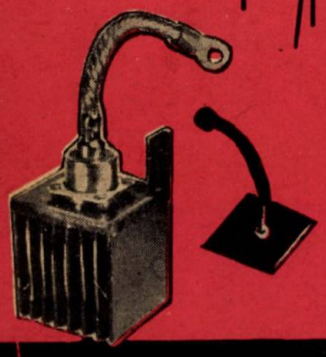
ÎNTREPRINDEREA PIESE RADIO ŞI DISPOZITIVE SEMICONDUCTOARE BĂNEASA

Str Erou Iancu Nicolae nr 32 ● sector 2 ● telefon 33.38.30 ● telex 011203









Produce:

PIESE RADIO:

Rezistenţe fixe cu peliculă de carbon
Rezistoare bobinate
Termistoare
Condensatoare cu poliester
Condensatoare electrolitice normale
Condensatoare electrolitice miniatură
Condensatoare ceramice
Condensatoare hîrtie — uz general
Condensatoare hîrtie metalizate
Condensatoare telefonice
Condensatoare auto
Condensatoare pentru tuburi fluorescente
Cablaje imprimate

DISPOZITIVE SEMICONDUCTOARE:

Transistoare cu germaniu de joasă frecvenţă
- — de mică putere
- — de medie putere
- — de putere

Transistoare cu germaniu de înaltă frecvenţă
- — de mică putere
- — drift de mică putere

Diode cu germaniu cu contact punctiform
Redresoare cu germaniu de medie putere
Fotodiode cu germaniu
Diode redresoare cu siliciu
- — de mică putere
- — de putere

Diode Zener de mică putere

Pentru informaţii suplimentare consultaţi cataloagele noastre

AUTOMATICA ŞI ELECTRONICA

Vol. 13 (1969), nr. 3 (mai — iunie), p. 87 — 129

CUPRINS

CZ 621—503.32

Dumitrescu, Vl. :

Sistem de reglare extremală cu structură variabilă.

Automatica şi Electronica 13, nr. 3, mai-iunie 1969, p. 87—94

Se analizează un sistem extremal ameliorat prin folosirea comutaţiei de structură (sau de mod). Se consideră un regulator extremal cu măsurarea derivatei şi se studiază în planul fazelor performanţele sistemului, cu şi fără structură variabilă.

Se arată că prin introducerea comutaţiei de mod se elimină regimul autooscilant din jurul extremului şi se ameliorează „pierderea de exploatare".

CZ 661—503.32

Marinoiu, V. :

Caracteristici statice şi dinamice ale reactoarelor chimice tubulare.

Automatica şi Electronica 13, nr. 3, mai-iunie 1969 p. 95—100

Lucrarea tratează, sub o formă unitară, caracteristicile statice şi dinamice ale reactoarelor chimice tubulare omogene. Modelul matematic este analizat şi soluţionat numeric pentru o reacţie chimică de ordinul doi. Sînt reliefate aspecte noi privind stabilirea condiţiilor iniţiale, se consideră difuzia axială în regim dinamic şi se prezintă condiţiile de convergenţă a soluţiilor numerice pentru acest gen de modele.

CZ 621.385.14 : 621.316.5

Vătăşescu, A. :

O condiţie generală de deschidere pentru un dispozitiv pnpn.

Automatica şi Electronica 13, nr. 3, mai-iunie 1969 p. 101—104

Lucrarea analizează critic condiţiile impuse pînă în prezent pentru obţinerea unor relaţii între factorii de amplificare statici sau dinamici care să caracterizeze punctul de întoarcere. Se propune o metodă mai simplă de calcul al acestei relaţii, ţinînd seamă de reacţia existentă în sistemul de transistoare, analog dispozitivului pnpn. Rezultatele sînt sprijinite de verificări experimentale.

CZ 621.317.7.016.352

Rugină, I. :

Metodă statistică de determinare a comportării dinamice a sistemelor de măsură.

Automatica şi Electronica 13, nr. 3, mai-iunie 1969, p. 105—110

Se prezintă o metodă de determinare a comportării dinamice a sistemelor de măsură liniare, constînd în stabilirea unor relaţii de calcul ale valorilor medii pătratice ale erorilor introduse de acestea pentru clase de semnale date prin caracteristici statice.

CZ 621.374—232 : 621.385.3

Negreanu, D. :

Studiul unui multivibrator cu transistoarele conectate în serie.

Automatica şi Electronica 13, nr. 3, mai-iunie 1969, p. 110—119

Se prezintă un studiu asupra funcţionării unui multivibrator cu două transistoare conectate în serie, se determină relaţiile de proiectare a acestui circuit şi se dau rezultatele obţinute experimental.

CZ 621.319.2 : 621.315.616.95

Steiner, M. :

Date experimentale privind îmbunătăţirea artificială a condensatoarelor cu styroflex.

Automatica şi Electronica 13, nr. 3, mai-iunie 1969, p. 119—123

CZ 621.396.622.7.011.1

Poenaru, D. :

Distribuţia cîmpului electric de colectare a purtătorilor de sarcină în detectoare cu semiconductoare.

Automatica şi Electronica 13, nr. 3, mai-iunie 1969, p. 123—126

RECENZII 127—128

CRONICĂ 129

...LECTRONICA

...ICĂ DE AUTOMATICĂ,
...ŞI TEHNICĂ NUCLEARĂ
... DE MAŞINI ŞI AL CONSILIULUI NAŢIONAL
...PUBLICA SOCIALISTĂ ROMÂNIA

...anie

Bucureşti, 1969

...ariabilă

...a ales tipul de regulator extremal cu ...rarea derivatei, al cărui principiu de ...ţionare este dat în [3], [4].

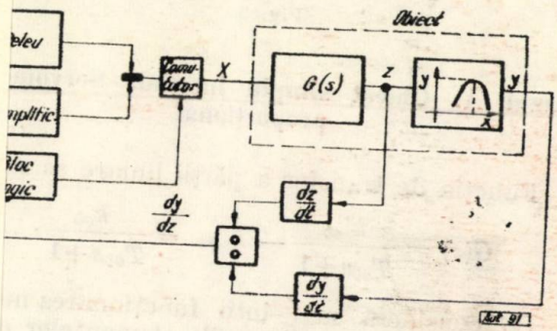


Fig. 2

...hema-bloc a sistemului extremal cu două ...ri este prezentată în figura 2; obiectul a ...fracţionat în mod fictiv într-o parte liniară ...omportarea dinamică $G(s)$ şi o parte ne...ră, reprezentînd caracteristica statică de ...xtremal.

... un sistem real cu funcţia de transfer ...scută, mărimea intermediară $Z(s)$ nefiind ...ibilă pentru obţinerea derivatei, se uti...ză relaţia:

$$Z(s) = G(s) \cdot X(s)$$

$$sZ(s) = sG(s) \cdot X(s),$$

...ade:

$$\frac{dz}{dt} = \mathcal{L}^{-1}[sG(s) \cdot X(s)].$$

...n $X(s)$ este accesibilă (intrarea în obiect) ...ţine $\frac{dz}{dt}$ (fig. 3), unde $G(s) = G_1(s)$ este ...reţea care modelează pe $G_1(s)$.

...literatură sînt prezentate numeroase ti...onstructive de regulatoare extremale cu ...area derivatei prin metode analogice ...umerice ([5] şi anexa).

Considerînd şi problema blocului logic de comutare a structurii rezolvată constructiv, se analizează în continuare performanţele şi regimul tranzitoriu al unui astfel de sistem pentru diferite funcţii de transfer în următoarele ipoteze:

a) releu cu histerezis;

b) blocul logic este neinerţial (comută instantaneu).

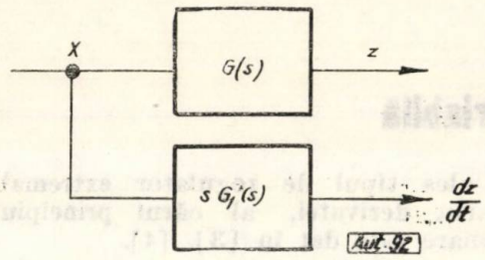


Fig. 3

Cazul A. Obiect simplu inerţial. Servomotor proporţional

Funcţia de transfer a părţii liniare se scrie:

$$G(s) = \frac{k'_{ob}}{T_{ob}s+1} - k_{serv} = \frac{k_{ob}}{T_{ob}s+1}.$$

Se consideră mai întîi funcţionarea numai după modul releu. Ecuaţiile elementelor componente ale sistemului (fig. 2) se scriu:

Ecuaţiile obiectului

— partea neliniară (se consideră parabola redusă la axe):

$$y = -k_p z^2; \qquad (1)$$

— partea liniară:

$$\frac{Z(s)}{X(s)} = G(s) = \frac{k_{ob}}{T_{ob}s+1},$$

care în domeniul timpului se scrie:

$$T_{ob}\frac{dz}{dt} + z = k_{ob}x. \qquad (2)$$

Ecuaţia releului (conform caracteristicii statice — fig. 4):

$$x = \begin{cases} U_0 \text{ pentru } \dfrac{dy}{dz} > \Delta \\ -U_0 \text{ pentru } \dfrac{dy}{dz} < -\Delta. \end{cases} \qquad (3)$$

Pentru $-\Delta < \dfrac{dy}{dz} < \Delta$, valoarea lui x depinde de istoria procesului.

Din ecuaţia (1) rezultă însă:

$$\frac{dy}{dz} = -2k_p z,$$

deci:

$$x = \begin{cases} U_0 \text{ pentru } -2k_p z > \Delta \\ -U_0 \text{ pentru } -2k_p z < -\Delta \end{cases}$$

sau dacă se notează:

$$\frac{\Delta}{k_p} = \delta_0;$$

$$x = \begin{cases} U_0 \text{ pentru } z < -\delta_0 \\ -U_0 \text{ pentru } z > \delta_0 \end{cases} \qquad (3')$$

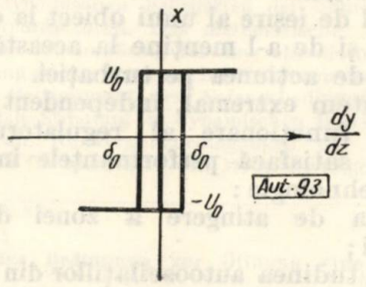


Fig. 4

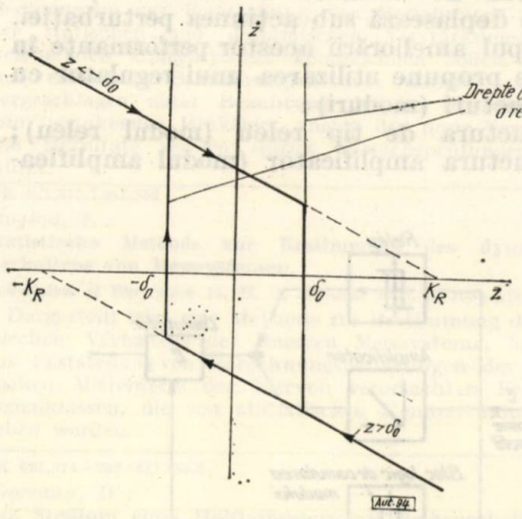


Fig. 5

Din ecuaţiile (2) şi (3') rezultă:

$$T_{0b}\frac{dz}{dt} + z = k_{0b} \cdot U_0,$$

sau notînd:

$$k_{0b} U_0 = K_R,$$

se obţine:

$$\begin{cases} T_{0b}\dfrac{dz}{dt} + z = K_R \text{ pentru } z < -\delta_0 \\ T_{0b}\dfrac{dz}{dt} + z = -K_R \text{ pentru } z > \delta_0 \end{cases} \qquad (4)$$

AUTOMATICA ŞI ELECTRONICA

Vol. 13 (1969), nr. 3 (mai — iunie), p. 87 — 129

CUPRINS

CZ 621—503.32

Dumitrescu, Vl.:

Sistem de reglare extremală cu structură variabilă.

Automatica şi Electronica 13, nr. 3, mai-iunie 1969, p. 87—94

Se analizează un sistem extremal ameliorat prin folosirea comutaţiei de structură (sau de mod). Se consideră un regulator extremal cu măsurarea derivatei şi se studiază în planul fazelor performanţele sistemului, cu şi fără structură variabilă.

Se arată că prin introducerea comutaţiei de mod se elimină regimul autooscilant din jurul extremului şi se ameliorează „pierderea de exploatare".

CZ 661—503.32

Marinoiu, V.:

Caracteristici statice şi dinamice ale reactoarelor chimice tubulare.

Automatica şi Electronica 13, nr. 3, mai-iunie 1969 p. 95—100

Lucrarea tratează, sub o formă unitară, caracteristicile statice şi dinamice ale reactoarelor chimice tubulare omogene. Modelul matematic este analizat şi soluţionat numeric pentru o reacţie chimică de ordinul doi. Sînt reliefate aspecte noi privind stabilirea condiţiilor iniţiale, se consideră difuzia axială în regim dinamic şi se prezintă condiţiile de convergenţă a soluţiilor numerice pentru acest gen de modele.

CZ 621.385.14 : 621.316.5

Vătăşescu, A.:

O condiţie generală de deschidere pentru un dispozitiv pnpn.

Automatica şi Electronica 13, nr. 3, mai-iunie 1969 p. 101—104

Lucrarea analizează critic condiţiile impuse pînă în prezent pentru obţinerea unor relaţii între factorii de amplificare statici sau dinamici care să caracterizeze punctul de întoarcere. Se propune o metodă mai simplă de calcul al acestei relaţii, ţinînd seamă de reacţia existentă în sistemul de transistoare, analog dispozitivului pnpn. Rezultatele sînt sprijinite de verificări experimentale.

CZ 621.317.7.016.352

Rugină, I.:

Metodă statistică de determinare a comportării dinamice a sistemelor de măsură.

Automatica şi Electronica 13, nr. 3, mai-iunie 1969, p. 105—110

Se prezintă o metodă de determinare a comportării dinamice a sistemelor de măsură liniare, constînd în stabilirea unor relaţii de calcul ale valorilor medii pătratice ale erorilor introduse de acestea pentru clase de semnale date prin caracteristici statice.

CZ 621.374—232 : 621.385.3

Negreanu, D.:

Studiul unui multivibrator cu transistoarele conectate în serie.

Automatica şi Electronica 13, nr. 3, mai-iunie 1969, p. 110—119

Se prezintă un studiu asupra funcţionării unui multivibrator cu două transistoare conectate în serie, se determină relaţiile de proiectare a acestui circuit şi se dau rezultatele obţinute experimental.

CZ 621.319.2 : 621.315.616.95

Steiner, M.:

Date experimentale privind îmbunătăţirea artificială a condensatoarelor cu styroflex.

Automatica şi Electronica 13, nr. 3, mai-iunie 1969, p. 119—123

CZ 621.396.622.7.011.1

Poenaru, D.:

Distribuţia cîmpului electric de colectare a purtătorilor de sarcină în detectoare cu semiconductoare.

Automatica şi Electronica 13, nr. 3, mai-iunie 1969, p. 123—126

RECENZII 127—128

CRONICĂ 129

COMITETUL DE REDACȚIE

Prof. ing. C. PENESCU, membru corespondent al Academiei Republicii Socialiste România — redactor responsabil; conf. ing. S. FLOREA — redactor responsabil adjunct; ing. I. BĂTRÎNA; dr. ing. S. CĂLIN; ing. E. DEATCU; dr. ing. M. DRĂGĂNESCU; ing. D. DAMSKER; ing. I. FELEA; ing. A. MILEA; ing. N. MIREA; ing. I. PAPADACHE; conf. ing. R. STERE; ing. GH. ȘTEFĂNESCU; ing. I. TEODORESCU; ing. V. ZERCICOV

Revista "AUTOMATICA ȘI ELECTRONICA", organ al Ministerului Industriei Construcțiilor de Mașini și al Consiliului Național al Inginerilor și Tehnicienilor din Republica Socialistă România, este editată de Oficiul de documentare și publicații tehnice al M.I.C.M., cu sediul în București, Calea Victoriei 133, sector 1. Telefon: redactor șef: 14.90.27; secretar general de redacție: 13.90.87. Abonamentele se primesc la Biroul de aprovizionare comenzi-difuzare. Telefon: 16.21.70/173. Instituțiile pot achita abonamentele în contul nostru de virament 40 060 300 Banca Națională a Republicii Socialiste România — Sector 1, București. Tarif pentru instituții și întreprinderi: lei 100 anual; pentru muncitori, tehnicieni și ingineri: lei 30 anual. Costul unui exemplar: lei 5. Tiparul: Întreprinderea poligrafică "Informația", București, str. Brezoianu, nr. 23 — 25, C. 3243.

Taxele poștale plătite în numerar conform aprobării D.G.P. nr. 10/10 275/1968.

40 545

СОДЕРЖАНИЕ

ДК 621—503.32

Думитреску, Вл.:

Система экстремального регулирования с переменной структурой.

Automatica şi Electronica 13, nr. 3, май—июнь 1969, стр. 87—94

Анализируется экстремальная система, улучшенная благодаря применению коммутации структуры (или значения переменной). Рассматривается экстремальный регулятор с измерением производной и изучаются в плоскости фаз показатели системы с переменной и безпеременной структурами.

Показано, что путем введения коммутации значения переменной устраняется самоколебательный режим переменной вокруг экстремума и улучшается „потеря на эксплуатацию".

ДК 661—503.32

Мариноиу, В.:

Статические и динамические характеристики химических трубчатых реакторов.

Automatica şi Electronica 13, nr. 3, май—июнь 1969, стр. 95—100

В работе рассматриваются в единичной форме, статические и динамические характеристики химических однородных трубчатых реакторов. Математическая модель подвергается анализу и числовому решению для химической реакции второго порядка. Отмечаются новые аспекты устрановления начальных условий, учитывая осевую диффузию в динамическом режиме и излагаются условия конвергенции числовых решений для этого вида модели.

ДК 621.385.14 : 621.316.5

Вэтэшеску, А.:

Общее условие размыкания для устройства

Automatica şi Electronica 13, nr. 3, май—июнь 1969, стр. 101—104

В работе проводится критический анализ условий, предусматриваемых до настоящего времени для почения соотношений между статическими или динамическими коэффициентами усиления, характеризующими точку возврата. Предлагается более простой метод расчета этого соотношения, учитывая реакцию, существующую в системе транзисторов, аналогичной устройству pnpn. Результаты подтверждаются экспериментальными проверками.

ДК 621.317.7.016.352

Рудэжинэ, И.:

Статический метод определения динамического поведения систем измерения.

Automatica şi Electronica 13, nr. 3, май—июнь 1969, стр. 105—110

Излагается метод определения динамического поведения линейных систем измерения, заключающийся в установлении соотношений расчета среднеквадратичных значений ошибок, с которыми измерительная система воспроизводит измерения для класса сигналов, подаваемых статическими характеристиками.

ДК 621.374—232 : 621.385.3

Негряну, Д.:

Исследование мультивибратора с транзисторами последовательно соединенными.

Automatica şi Electronica 13, nr. 3, май—июль 1969, стр. 110—119

Описано исследование, проведенное в связи с функционированием мультивибратора с двумя последовательно соединёнными транзисторами. Определяются зависимости проектирования этой цепи и приводятся результаты, полученные экспериментальным путем.

ДК 621.319.2 : 621.315.616.95

Штайнер, М.:

Экспериментальные данные по искусственному старению конденсаторов со стирофлексом.

Automatica şi Electronica 13, nr. 3, май—июнь 1969. стр. 119—123

ДК 621.396.622.7.011.1

Поенару, Д.:

Распределение электрического поля собирателя носителей заряда в полупроводниковых детекторах.

Automatica şi Electronica 13, nr. 3, май—июнь 1969, стр. 123—126

РЕЦЕНЗИИ 127—128
ХРОНИКА 129

INHALTSVERZEICHNIS

DK 621–503.32

Dumitrescu, Vl.:

Endstellungsregelung mit veränderlicher Struktur.

Automatica şi Electronica 13, H. 3, Mai-Juni 1969, S. 87—94

Untersucht wird ein System der Endstellung, das durch die Anwendung der Strukturkommutierung (der Artkommutierung) verbessert wird. Man betrachtet einem Endstellungsregulator mit Messung der Ableitung und untersucht dabei in der Ebene der Phasen die Leistungen mit und ohne veränderliche Struktur.

Man zeigt dass durch die Einführung der Artkommutierung die selbstoszillierende Arbeitsweise um den Endpunkt herum beseitigt wird und die „Betriebsverluste" günstiger werden.

DK 661–503.32

Marinoiu, V.:

Statische und dynamische Merkmale der chemischen Röhrenreaktoren.

Automatica şi Electronica 13, H. 3, Mai-Juni 1969, S. 95–100

Der Aufsatz behandelt in einheitlicher Form die statischen und dynamischen Eigenarten der homogenen chemischen Röhrenreaktoren. Das matematische Modell wird untersucht und zahlenmässig für eine chemische Reaktion zweiter Ordnung gelöst. Hervorgehoben werden neue Gesichtspunkte bzgl. Bestimmung der Anfangsbedingungen. Dann wird die achsiale Streuung im dynamischen Betrieb betrachtet, worauf die Konvergenzbedingungen der zahlenmässigen Lösungen für diese Art von Modellen angegeben werden.

DK 621.385.14 : 621.316.5

Vătăşescu, A.:

Eine allgemeine Bedingung zur Öffnung eine pnpn-Vorrichtung.

Automatica şi Electronica 13, H. 3, Mai-Juni 1969, S. 101–104

Die Arbeit untersucht kritisch die bisher gestellten Bedingungen zur Feststellung von Beziehungen zwischen der statischen und dynamischen Verstärkungsfaktoren, welche den Umkehrpunkt kennzeichnen sollen. Es wird eine einfachere Berechnungsmethode dieser Beziehungen vorgeschlagen unter Beachtung der im Transistorensystem bestehenden Reaktion, analog der pnpn-Vorrichtung. Die Resultate werden durch Versuchsprüfungen unterstützt.

DK 621.317.7.016.352

Rugină, I.:

Statistische Methode zur Bestimmung des dynamischen Verhaltens von Messsystemen.

Automatica şi Electronica 13, H. 3, Mai-Juni 1969, S. 105–110

Dargestellt wird eine Methode zur Bestimmung des dynamischen Verhaltens der linearen Messsysteme, bestehend aus Feststellung von Berechnungsbeziehungen der quadratischen Mittelwerte der hiervon verursachten Fehler für Signalklassen, die von statistischen Kennzeichnungen gegeben werden.

DK 621.374–232 : 621.385.3

Negreanu, D.:

Das Studium eines Multivibrators mit Reihenschaltung der Transistoren.

Automatica şi Electronica 13, H. 3, Mai-Juni 1969, S. 110–119

Man bespricht eine Untersuchung bzgl. Betrieb eines Multivibrators mit zwei in Reihe geschalteten Transistoren, man erörtert die Entwurfsbeziehungen dieses Kreises und zeigt dann die versuchsmässig erhaltenen Resultate.

DK 621.319.2 : 621.315.616.95

Steiner, M.:

Versuchsergebnisse bzgl. der künstlichen Alterung von Styroflex-Kondensatoren.

Automatica şi Electronica 13, H. 3, Mai-Juni 1969, S. 119—123

DK 621..396.622.7.011.1

Poenaru, D.:

Die Verteilung des elektrischen Feldes zur Sammlung der Lastträger in Detektoren mit Halbleitern.

Automatica şi Electronica 13, H. 3, Mai-Juni 1969, S. 123–126

BUCHBESPRECHUNGEN 127–128

CHRONIK 129

AUTOMATICA şi ELECTRONICA

REVISTĂ TEHNICO-ŞTIINŢIFICĂ DE AUTOMATICĂ, ELECTRONICĂ INDUSTRIALĂ ŞI TEHNICĂ NUCLEARĂ

ORGAN AL MINISTERULUI INDUSTRIEI CONSTRUCŢIILOR DE MAŞINI ŞI AL CONSILIULUI NAŢIONAL AL INGINERILOR ŞI TEHNICIENILOR DIN REPUBLICA SOCIALISTĂ ROMÂNIA

Vol. XIII (pag. 87—129) **nr. 3, mai — iunie** **Bucureşti, 1969**

VLADIMIR DUMITRESCU* — Bucureşti

Sistem de reglare extremală cu structură variabilă

Scopul reglării extremale este de a aduce parametrul de ieşire al unui obiect la o valoare de extrem şi de a-l menţine la această valoare indiferent de acţiunea perturbaţiei.

Orice sistem extremal, independent de principiul de funcţionare al regulatorului [1], trebuie să satisfacă performanţele impuse de procesul tehnologic:

— viteza de atingere a zonei din jurul extremului;

— amplitudinea autooscilaţiilor din jurul extremului sau pierderea la explorare;

— viteza de urmărire a extremului, cînd acesta se deplasează sub acţiunea perturbaţiei.

În scopul ameliorării acestor performanţe în articol se propune utilizarea unui regulator cu două structuri (moduri):

— structura de tip releu (modul releu);

— structura amplificator (modul amplificator).

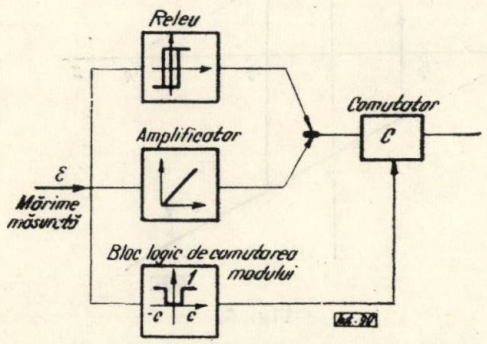


Fig. 1

Comutarea de pe un mod pe altul este determinată de o anumită valoare pe prag a mărimii măsurate [2], şi anume:

— în afara domeniului determinat de valorile de prag se alege modul releu;

— între valorile de prag se alege modul amplificator liniar (fig. 1).

S-a ales tipul de regulator extremal cu măsurarea derivatei, al cărui principiu de funcţionare este dat în [3], [4].

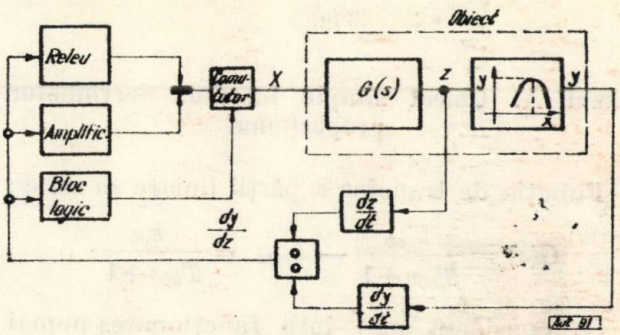


Fig. 2

Schema-bloc a sistemului extremal cu două moduri este prezentată în figura 2; obiectul a fost fracţionat în mod fictiv într-o parte liniară cu comportarea dinamică $G(s)$ şi o parte neliniară, reprezentînd caracteristica statică de tip extremal.

La un sistem real cu funcţia de transfer cunoscută, mărimea intermediară $Z(s)$ nefiind accesibilă pentru obţinerea derivatei, se utilizează relaţia:

$$Z(s) = G(s) \cdot X(s)$$

sau:

$$sZ(s) = sG(s) \cdot X(s),$$

de unde:

$$\frac{dz}{dt} = \mathcal{L}^{-1}[sG(s) \cdot X(s)].$$

Cum $X(s)$ este accesibilă (intrarea în obiect) se obţine $\frac{dz}{dt}$ (fig. 3), unde $G(s) = G_1(s)$ este orice reţea care modelează pe $G_1(s)$.

În literatură sînt prezentate numeroase tipuri constructive de regulatoare extremale cu măsurarea derivatei prin metode analogice sau numerice ([5] şi anexa).

---

* Ing. *Vl. Dumitrescu* lucrează la Centrul de calcul economic şi cibernetică economică.

Considerînd şi problema blocului logic de comutare a structurii rezolvată constructiv, se analizează în continuare performanţele şi regimul tranzitoriu al unui astfel de sistem pentru diferite funcţii de transfer în următoarele ipoteze:

a) releu cu histerezis;

b) blocul logic este neinerţial (comută instantaneu).

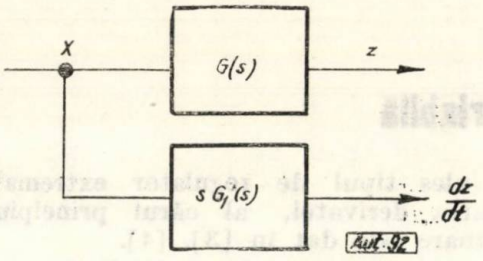


Fig. 3

Cazul A. Obiect simplu inerţial. Servomotor proporţional

Funcţia de transfer a părţii liniare se scrie:

$$G(s) = \frac{k'_{ob}}{T_{ob}s+1} - k_{serv} = \frac{k_{ob}}{T_{ob}s+1}.$$

Se consideră mai întîi funcţionarea numai după modul releu. Ecuaţiile elementelor componente ale sistemului (fig. 2) se scriu:

Ecuaţiile obiectului

— partea neliniară (se consideră parabola redusă la axe):

$$y = -k_p z^2; \qquad (1)$$

— partea liniară:

$$\frac{Z(s)}{X(s)} = G(s) = \frac{k_{ob}}{T_{ob}s+1},$$

care în domeniul timpului se scrie:

$$T_{ob}\frac{dz}{dt} + z = k_{ob}x. \qquad (2)$$

Ecuaţia releului (conform caracteristicii statice — fig. 4):

$$x = \begin{cases} U_0 \text{ pentru } \dfrac{dy}{dz} > \Delta \\ -U_0 \text{ pentru } \dfrac{dy}{dz} < -\Delta. \end{cases} \qquad (3)$$

Pentru $-\Delta < \dfrac{dy}{dz} < \Delta$, valoarea lui x depinde de istoria procesului.

Din ecuaţia (1) rezultă însă:

$$\frac{dy}{dz} = -2k_p z,$$

deci:

$$x = \begin{cases} U_0 \text{ pentru } -2k_p z > \Delta \\ -U_0 \text{ pentru } -2k_p z < -\Delta \end{cases}$$

sau dacă se notează:

$$\frac{\Delta}{k_p} = \delta_0;$$

$$x = \begin{cases} U_0 \text{ pentru } z < -\delta_0 \\ -U_0 \text{ pentru } z > \delta_0 \end{cases} \qquad (3')$$

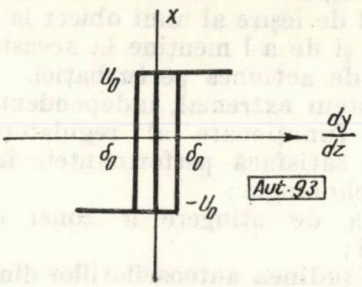


Fig. 4

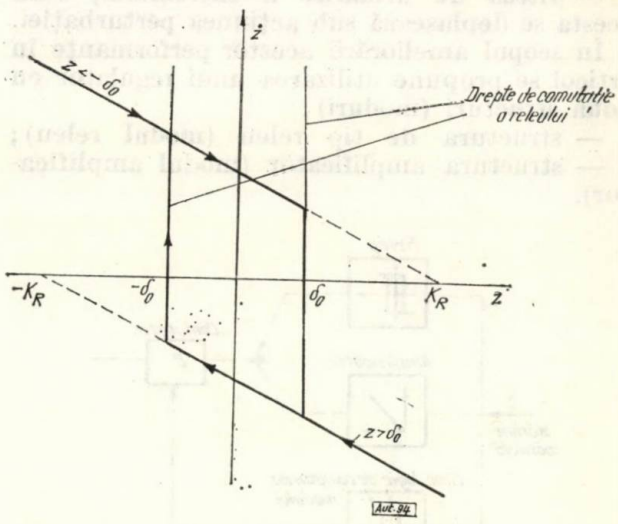


Fig. 5

Din ecuaţiile (2) şi (3') rezultă:

$$T_{0b}\frac{dz}{dt} + z = k_{0b} \cdot U_0,$$

sau notînd:

$$k_{0b} U_0 = K_R,$$

se obţine:

$$\begin{cases} T_{0b}\dfrac{dz}{dt} + z = K_R \text{ pentru } z < -\delta_0 \\ T_{0b}\dfrac{dz}{dt} + z = -K_R \text{ pentru } z > \delta_0 \end{cases} \qquad (4)$$

sau :

$$\begin{cases} T_{0b}\,\dot{z} + z = K_R \text{ pentru } z < -\delta_0 \\ T_{0b}\,\dot{z} + z = -K_R \text{ pentru } z > \delta_0. \end{cases} \quad (4')$$

Pentru analiza procesului tranzitoriu se utilizează planul fazelor $(z, \dot{z})$, în care se reprezintă ecuaţia (4'), (fig. 5).

Din studiul traiectorilor de fază rezultă două inconveniente serioase ale acestui sistem :

1. Stabilirea unui regim autooscilant în jurul originii (respectiv extremului).

2. Din dreptele de comutaţie a releului rezultă că apar acceleraţii infinite.

Introducerea comutării modulului are tocmai scopul de a evita aceste inconveniente.

Pentru aceasta se alege o valoare de prag a mărimii măsurate $\frac{dy}{dz} = c \geqslant \Delta$ (respectiv $c_0 = \frac{c}{2k_p} \geqslant \delta_0$) pentru care are loc comutarea modulului de pe releu pe amplificator liniar.

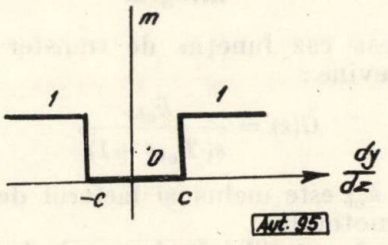


Fig. 6

Ecuaţia comutatorului de mod rezultă din figura 6.

$$m = \begin{cases} 1 \text{ pentru } \left|\frac{dy}{dz}\right| > c \text{ sau } |z| > c_0 \\ 0 \text{ pentru } -c < \frac{dy}{dz} < c \text{ sau } -c_0 < z < c_0 \end{cases}$$

în care variabila binară m (0,1) este asociată poziţiei comutatorului de mod pe modul releu $(m = 1)$ sau pe modul amplificator $(m = 0)$.

Ecuaţia amplificatorului liniar se scrie :

$$x = \beta \frac{dy}{dz} \text{ pentru } -c < \frac{dy}{dz} < c$$

sau

$$x = -2\,k_p\,\beta z \text{ pentru } -c_0 < z < c_0.$$

Ţinînd seamă de ecuaţia (2), rezultă ecuaţia după care evoluează sistemul pe modul amplificator :

$$T_{0b}\frac{dz}{dt} + z = -2k_{0b}.k_p\beta z \text{ pentru } -c_0 < z < c_0.$$

Notînd $2k_{0b}.k_p = K_A$, rezultă :

$$T_{0b}\dot{z} + z(1 + K_A) = 0 \text{ pentru } -c_0 < z < c_0. \quad (5)$$

Din ecuaţiile regimului tranzitoriu ale sistemului cu două moduri se scrie :

$$\begin{cases} T_{0b}\,\dot{z} + z = -K_R & z > c_0 \text{ unde } c_0 \geqslant \delta_0 \quad a) \\ T_{0b}\,\dot{z} + z = K_R & z < -c_0 \quad b) \\ T_{0b}\,\dot{z} + (1+K_A)\,z = 0 & -c_0 < z < c_0. \quad c) \end{cases} \quad (6)$$

Reprezentînd ecuaţia (6) în planul fazelor se constată că în general traiectoriile de fază pe modul releu şi amplificator prezintă discontinuitate (acceleraţie infinită) pe dreptele de comutaţie a modului $(z = \pm c_0)$, ceea ce fizic este imposibil.

La un sistem real, traiectoria de fază a modului amplificator trece prin punctele de comutaţie M_1 şi M_1' (fig. 7).

Din intersecţia traiectoriei pe modul releu pentru $z < -c_0$ cu dreapta de comutaţie $z = -c_0$ rezultă coordonatele lui M_1, şi anume :

$$M_1 \begin{cases} z_1 = -c_0 \\ \dot{z}_1 = \frac{K_R + c_0}{T_{0b}}. \end{cases}$$

Dreapta care reprezintă traiectoria de fază a modului amplificator trece prin M_1, dacă $(z_1, \dot{z}_1)$ verifică ecuaţia dreptei. Deci înlocuind în ecuaţia (6, c) :

$$T_{0b}\,\dot{z}_1 + (1 + K_A)\,z_1 = 0$$

sau :

$$T_{0b} \cdot \frac{K_R + c_0}{T_{0b}} + (1 + K_A)(-c_0) = 0$$

sau :

$$K_R = K_A\,c_0. \quad (7)$$

Relaţia (7) permite alegerea unei perechi de valori K_R, K_A pentru un prag $c_0 \geqslant \delta_0$ ales.

Din condiţia de stabilitate la perturbaţii a sistemului rezultă restricţii în alegerea lui K_R, K_A.

În acest sens este necesar ca timpul de aducere al punctului de funcţionare în extrem (sau foarte aproape de acesta) să fie mai mic decît perioada medie de apariţie a perturbaţiei, adică :

$$\tau_e \leqslant \frac{1}{f_{med}} = \frac{2\pi}{\omega_{pm}}. \quad (8)$$

Se calculează τ_e cu condiţiile iniţiale din figura 7 :

$$\tau_e = t_{M_0M_1} + t_{M_1M_2}.$$

Din relaţia (6, *b*) pentru $z > c_0$ pentru modul releu se determină $t_{M_0M_1}$. Deci:

$$T_{0b}\,\mathrm{d}z + \mathrm{d}t = -K_R\,\mathrm{d}t$$

sau:

$$T_{0b}\,\mathrm{d}z + \mathrm{d}t(z + K_R) = 0,$$

care se mai scrie:

$$\frac{\mathrm{d}z}{z + K_R} = -\frac{\mathrm{d}t}{T_{0b}}.$$

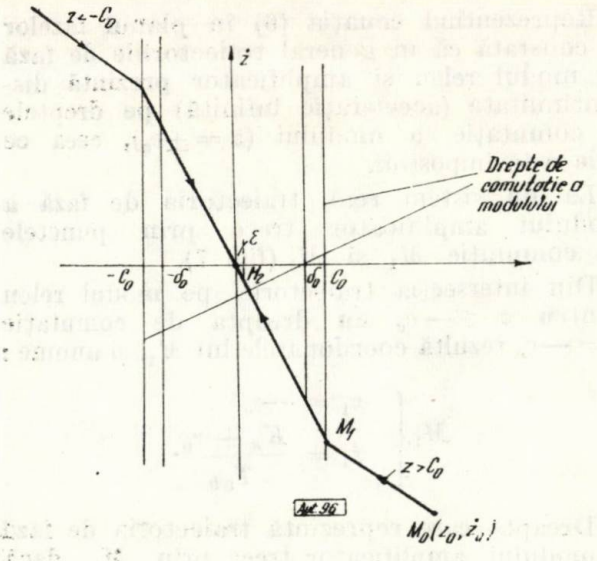


Fig. 7

Prin integrare între t_0 şi t_1, se obţine:

$$\int_{z_0}^{c_0} \frac{\mathrm{d}z}{z + K_R} = -\int_{t_0}^{t_1} \frac{\mathrm{d}t}{T_{0b}}.$$

rezultă:

$$t_{M_0M_1} = t_1 - t_0 = T_{0b} \cdot \ln \frac{K_R + z_0}{K_R + c_0}.$$

Pentru determinarea lui $t_{M_1M_2}$ se integrează pe traiectoria modulului amplificator.

Deci:

$$T_{0b} \cdot \frac{\mathrm{d}z}{\mathrm{d}t} + z = -K_A$$

şi:

$$\int_{c_0}^{\varepsilon} \frac{\mathrm{d}z}{K_A - z(1 + K_A)} = \int_{t_1}^{t_2} \frac{\mathrm{d}t}{T_{0b}}.$$

Se alege $\frac{\varepsilon}{c_0} = 0{,}02$ prin analogie cu sistemele de reglare clasice, la care se consideră terminat procesul tranzitoriu cînd mărimea de ieşire (x_c) ajunge în banda $\pm(2\text{—}5\%)$ din valoarea treptei aplicată la intrare (x_i).

Rezultă:

$$\frac{t_2 - t_1}{T_{0b}} = -\frac{1}{1 + K_A} \ln \frac{\varepsilon}{c_0}$$

sau:

$$t_2 - t_1 = -\frac{T_{0b}}{1 + K_A} \ln 0{,}02.$$

Rezultă expresia lui $\tau_e = T_{0b} \ln \frac{K_R + z_0}{K_R + c_0} - T_{0b} \frac{\ln 0{,}02}{1 + K_A} \leqslant \frac{2\pi}{\omega_{pm}}$.

După unele transformări ţinînd seamă de (7), se obţine:

$$\frac{K_A + p_0}{K_A + 1} \cdot \frac{1}{0{,}02^{\frac{1}{1+K_A}}} \leqslant \mathrm{e}^{\frac{2\pi}{\omega_{pm} \cdot T_{0b}}}; \quad p_0 = \frac{z_0}{c_0}, \tag{9}$$

care reprezintă o condiţie restrictivă în alegerea lui K_A.

Cazul B. Obiect simplu inerţial. Servomotor integral

În acest caz funcţia de transfer a părţii liniare devine:

$$G(s) = \frac{k_{0b}}{s(T_{0b}s + 1)},$$

unde în k_{0b} este inclus şi factorul de transfer al servomotorului.

Utilizînd notaţiile de la cazul *A*, se consideră şi aici mai întîi funcţionarea după modul releu.

Ecuaţiile obiectului:

$$y = -k_p \cdot z^2 \qquad \text{(a)}$$

$$\frac{Z(s)}{X(s)} = \frac{k_{0b}}{(T_{0b}s + 1)s} \qquad \text{(b)} \tag{10}$$

În domeniul timpului (10, b) devine:

$$T_{0b}\frac{\mathrm{d}^2z}{\mathrm{d}t^2} + \frac{\mathrm{d}z}{\mathrm{d}t} = k_{0b} \cdot x. \tag{10'}$$

Dar x este dat de relaţia (3'); deci ecuaţia (10') se scrie:

$$\begin{cases} T_{0b}\dfrac{\mathrm{d}^2z}{\mathrm{d}t^2} + \dfrac{\mathrm{d}z}{\mathrm{d}t} = K_R & \text{pentru } z < -\delta_0; \\ T_{0b}\dfrac{\mathrm{d}^2z}{\mathrm{d}t^2} + \dfrac{\mathrm{d}z}{\mathrm{d}t} = -K_R & \text{pentru } z > \delta_0 \end{cases} \tag{10''}$$

sau:

$$\begin{cases} T_{0b}\dfrac{\mathrm{d}\dot{z}}{\mathrm{d}t} + z = K_R & \text{pentru } z < -\delta_0; \\ T_{0b}\dfrac{\mathrm{d}\dot{z}}{\mathrm{d}t} + z = -K_R & \text{pentru } z > \delta_0. \end{cases} \tag{11}$$

Rezultă ecuaţiile parametrice (pentru $z < -\delta_0$) :

$$\dot{z} = K_R(1 - e^{-t/T_{0b}}) + \dot{z}_{10} e^{-t/T_{0b}}.$$

Deci :

$$z = \int \dot{z}\, dt;$$

$$z = K_R t - (\dot{z}_0 - K_R) T_{0b} \cdot e^{-t/T_{0b}} + z_0 + T_{0b}(\dot{z}_0 - K_R).$$

Eliminînd pe t, se obţin ecuaţiile traiectoriei de fază numai pe modul releu (pentru $z < -\delta_0$) :

$$z = -K_R T_{0b} \ln \frac{K_R - \dot{z}}{K_R - \dot{z}_0} - T_{0b}\dot{z} + z_0 + T_{0b}\dot{z}_0. \tag{12}$$

Pentru $z > \delta_0$ se obţine simetrica traiectoriei faţă de origine (fig. 8).

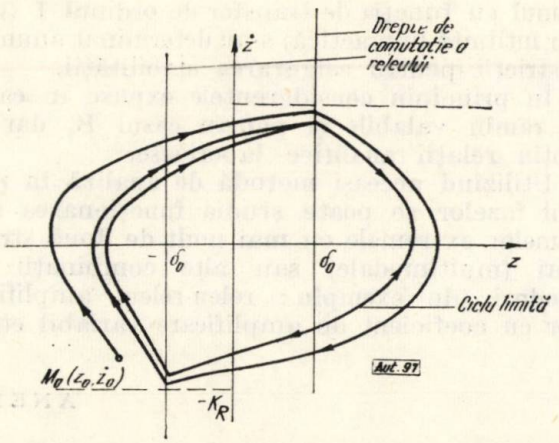


Fig. 8

Se constată apariţia ciclurilor limită, ceea ce evidenţiază existenţa regimului autooscilant în jurul extremului ; de aceea se introduce funcţionarea cu comutarea modulului. Înainte ca sistemul să intre în regim autooscilant se comută pe modulul amplificator la atingerea pragului $c_0 \geqslant \delta_0$.

Evoluţia sistemului se desfăşoară în continuare după ecuaţia modulului amplificator :

$$T_{0b}\ddot{z} + \dot{z} = -K_A z \quad \text{pentru } -c_0 < z < c_0,$$

$$T_{0b}\ddot{z} + \dot{z} + K_A z = 0. \tag{13}$$

Prin analogie cu ecuaţia unui sistem de gradul II se poate scrie :

$$\ddot{z} + \frac{1}{T_{0b}}\dot{z} + \frac{K_A}{T_{0b}} z = 0$$

sau :

$$\ddot{z} + 2\xi\omega_n \dot{z} + \omega_n^2 z = 0. \tag{14}$$

în care se notează :

$$\omega_n = \frac{K_A}{T_{0b}}; \qquad \xi = \frac{1}{2\sqrt{K_A T_{0b}}}.$$

Pentru reprezentarea în planul fazelor a ecuaţiei (14) se determină ecuaţiile parametrice ale traiectoriilor de fază [9] :

$$z(t) = \frac{z_{0a}}{\sin\Psi} e^{-\xi\omega_n t} \sin(\omega_n \sqrt{1 - \xi^2} t + \Psi); \tag{15}$$

$$\dot{z}(t) = -\frac{\dot{z}_{0a}}{\sin\Phi} e^{-\xi\omega_n t} \sin(\omega_n \sqrt{1 - \xi^2} t - \Phi), \tag{16}$$

în care z_{0a}, $\dot{z}_{0a}$ sînt condiţiile iniţiale în momentul comutării pe modul amplificator şi :

$$\Psi = \operatorname{arctg}\left(\frac{\dot{z}_0}{z_0\omega_n\sqrt{1-\xi^2}} + \frac{\xi}{\sqrt{1-\xi^2}}\right);$$
$$\Phi = \theta - \Psi, \tag{16'}$$
$$\theta = \arccos\xi.$$

Interesează intersecţiile cu axele :

— Intersecţia cu axa z este dată de $\dot{z}(t) = 0$, adică :

$$\omega_n t\sqrt{1 - \xi^2} - \Phi = k\pi;$$
$$k = 0, 1, 2 \ldots; \; t_k = \frac{k\pi + \Phi}{\omega_n\sqrt{1 - \xi^2}},$$

deci :

$$z(t_k) = (-1)^k \frac{z_{0a}}{\sin\Psi} e^{-\Phi\operatorname{ctg}\theta} \sin\theta\, e^{-k\pi\cdot\operatorname{ctg}\theta}. \tag{17}$$

— Intersecţia cu axa $\dot{z}$ este dată de $z(t) = 0$, adică :

$$\omega_n t\sqrt{1-\xi^2} + \Psi = k\pi; \; k = 0, 1, 2 \ldots; t_k = \frac{k\pi - \Psi}{\omega_n\sqrt{1-\xi^2}}$$

deci :

$$\dot{z}(t_k) = (-1)^k \frac{\dot{z}_{0\,t}}{\sin\Phi} e^{-\Psi\operatorname{ctg}\theta} \sin\theta\, e^{-k\pi\operatorname{ctg}\theta}. \tag{18}$$

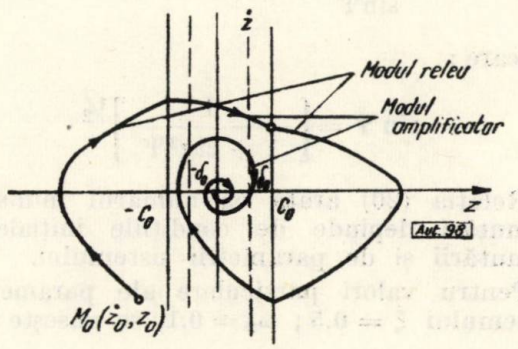


Fig. 9

Evoluţia sistemului pînă la atingerea extremului se poate face după mai multe comutaţii de structură (releu-amplificator-releu-amplificator) sau după o singură comutaţie releu-amplificator (fig. 9, 10).

Condiţia numărului minim de comutări se poate scrie sub forma :

$$z(t_k) < c_0 \quad \text{pentru } k = 1, \tag{19}$$

unde $z(t_1)$ este abscisa rezultată din prima intersecţie a traiectoriei de fază cu axa z.

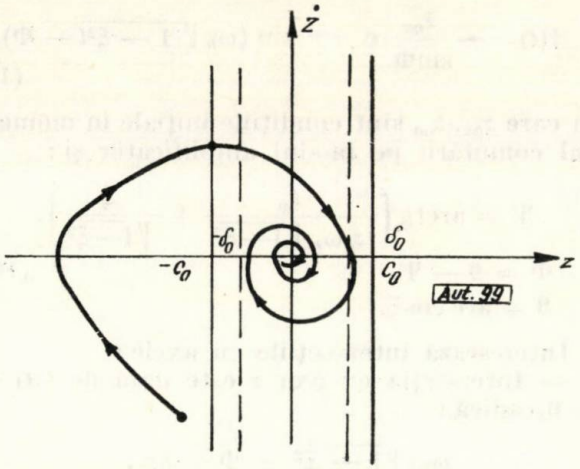


Fig. 10

Deci :

$$-\frac{z_{0a}}{\sin\Psi} e^{-\Phi \operatorname{ctg}\theta} \sin\theta\, e^{-\pi \operatorname{ctg}\theta} < c_0.$$

Dar $z_0 = z_{0a} = -c_0$ (condiţia iniţială în momentul atingerii dreptei de comutaţie — fig. 9).

Rezultă deci :

$$\frac{c_0}{\sin\Psi} e^{-\Phi \operatorname{ctg}} \sin\theta\, e^{-\pi \operatorname{ctg}\theta} < c_0$$

sau :

$$\frac{\sin\theta\, e^{-\Phi \operatorname{ctg}\theta}}{\sin\Psi} e^{-\pi \operatorname{ctg}\theta} - 1 < 0, \tag{20}$$

în care :

$$\sin\Psi = \left[\frac{1}{1 + \operatorname{ctg}^2\Psi}\right]^{1/2}.$$

Relaţia (20) arată că numărul minim de comutări depinde de condiţiile iniţiale ale comutării şi de parametrii sistemului.

Pentru valori particulare ale parametrilor sistemului $\xi = 0{,}5$; $\omega_n = 0{,}1$, se găseşte :

$$\frac{0{,}465\, e^{0{,}587\Psi}}{\sin\Psi} - 1 < 0, \tag{21}$$

în care :

$$\sin\Psi = \frac{0{,}086\, z_0}{\sqrt{0{,}01\, z_0^2 + \dot{z}_0^2 + 0{,}1\, z_0 \cdot \dot{z}_0}}.$$

Inecuaţia (21) care este de forma $F(z_0, \dot{z}_0) < 0$ limitează valorile pe care le pot lua condiţiile iniţiale la un domeniu din planul fazelor. Pentru acest domeniu evoluţia sistemului are loc după o singură comutaţie de mod.

Concluzii

În articol s-a analizat o metodă de ameliorare a performanţelor sistemelor extremale, referitoare în special la pierderea la explorare.

Prin utilizarea unui sistem de comutaţie a structurii se evită apariţia regimului autooscilant din jurul extremului şi punctul de funcţionare este condus în extrem sau în imediata sa vecinătate (fig. 10).

Tratarea grafoanalitică a problemei prin metoda planului fazelor nu implică dificultăţi prea mari pînă la sistemul cu funcţia de transfer a părţii liniare de ordinul II. Pentru sistemul cu funcţia de transfer de ordinul I (mai rar întîlnită în practică) s-au determinat anumite restricţii pentru asigurarea stabilităţii.

În principiu considerentele expuse în cazul A rămîn valabile şi pentru cazul B, dar se obţin relaţii analitice laborioase.

Utilizînd aceeaşi metodă de analiză în planul fazelor se poate studia funcţionarea sistemelor extremale cu mai mult de două structuri (multimodale) sau alte combinaţii de moduri (de exemplu : releu-releu, amplificator cu coeficient de amplificare variabil etc.).

ANEXA

Consideraţii asupra regulatorului şi asupra aplicabilităţii sale

Schema-bloc din figura 2 este presupusă realizată din punct de vedere constructiv. Cîteva elemente din schemă necesită o atenţie specială.

Astfel blocul de măsură al derivatei $\frac{dy}{dz}$ comportă două diferenţiatoare şi un element de împărţire.

Acest sistem prezintă toate dezavantajele legate de folosirea blocurilor de derivare : amplificarea zgomotelor, imposibilitatea folosirii elementelor analogice de derivare pentru procesele cu constante de timp mari, măsuri speciale de precauţie sau necesitatea utilizării aparaturii numerice deci creşterea complexităţii, a preţului de cost etc.

Toate aceste dezavantaje dispar însă la o studiere mai atentă a posibilităţilor de evitare a utilizării blocurilor derivative.

Astfel, derivarea lui z poate fi evitată conform schemei din figura 3, cu condiţia cunoaşterii funcţiei de transfer (Gs) a procesului.

Pentru un proces de tipul celui prezentat în cazul B se obţine $G(s) = \frac{k_{0b}}{(T_{0b}s + 1)s}$. Obţinerea lui $\frac{dz}{dt}$ se reduce la utilizarea unei reţele care să modeleze comportarea dinamică a procesului de tipul $s\,G(s) = \frac{K_{0b}}{T_{0b}s + 1}$ unde k_{0b}, T_{0b} sînt cunoscute, iar x este accesibil. Reţeaua este de tipul $\frac{a}{RCs + 1}$ (fig. 11), unde $RC = T_{0b}$, iar a se obţine printr-un amplificator.

În final este necesară măsura derivatei $\frac{dy}{dz}$.

Din relaţia (1) se constată însă că $\frac{dy}{dz} = -2k_p z$, deci ar fi suficientă măsurarea mărimii intermediare z şi multiplicarea ei prin constanta $-2k_p$.

Dar z este inaccesibil şi pentru obţinerea sa se recurge la soluţia din figura 12.

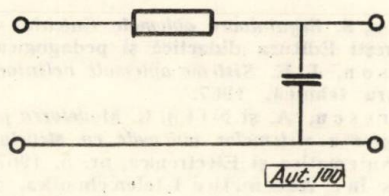


Fig. 11

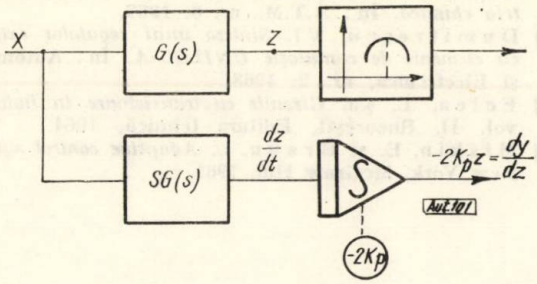


Fig. 12

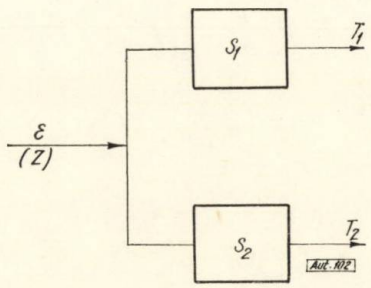


Fig. 13

În acest fel au fost eliminate blocurile de diferenţiere şi calcul (împărţire) şi înlocuite cu reţele de integrare şi amplificatoare care nu ridică probleme deosebite de realizare.

Celelalte blocuri ale regulatorului extremal pot fi realizate cu relee (exclusiv amplificatorul liniar) sau cu circuite de comutaţie statică.

Astfel, caracteristica de releu cu histerezis ($\pm\Delta$) se poate realiza cu un releu polarizat cu lăţimea histerezisului 2Δ care aplică la intrarea comutatorului C o tensiune $\pm U_0$, a cărei polaritate depinde de semnul lui $\varepsilon = \frac{dy}{dz}$, deci de sensul curentului în înfăşurare (fig. 2 şi 4).

Blocul logic de comutare a structurilor poate fi realizat cu ajutorul a două triggere Schmitt (S_1 S_2 în fig. 13) cu praguri de comutaţie de semn diferit, dar fiecare având o lăţime de histerezis neglijabilă în raport cu distanţa între praguri, astfel încît [8]:

$$U_{P_1} \cong U_{Q_1} = c_0 \text{ şi } U_{P_2} \cong U_{Q_2} = -c_0 \text{ (fig. 14).}$$

În acest caz se obţine schema din figura 13, a cărei funcţionare este descrisă de relaţiile următoare:

$z > c_0$	$T_1 = 1$	$T_2 = 0$
$-c_0 < z < c_0$	$T_1 = 0$	$T_2 = 0$
$z < -c_0$	$T_1 = 0$	$T_2 = 1.$

Ieşirile T_1, T_2 pot fi folosite ca variabile binare în sinteza blocului logic de comandă a comutatorului C.

Notînd f_1 funcţia logică ataşată structurii amplificator ($-c_0 < z < c_0$) şi cu f_2 pe cea ataşată structurii releu, se obţin tabelele de adevăr din figura 15, *a*, *b*.

Rezultă funcţiile logice:

$$f_1 = \overline{T}_1\overline{T}_2 \text{ şi } f_2 = T_1\overline{T}_2 \cup T_2\overline{T}_1 = \overline{\overline{T_1 T_2} \cup \overline{T}_1\overline{T}_2}.$$

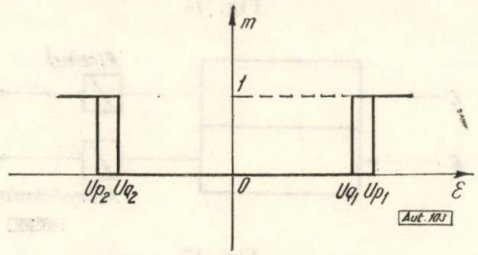


Fig. 14

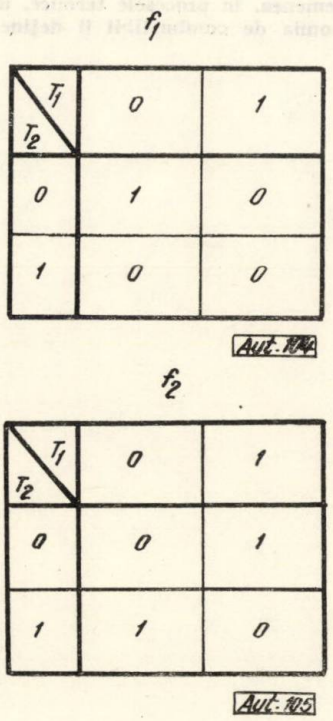


Fig. 15

Schema logică corespunzătoare este dată în figura 16.

Termenii logici astfel obţinuţi (f_1, f_2) pot acţiona direct asupra comutatorului (un releu) sau, dacă este necesar prin intermediul unui circuit basculant cu două intrări (fig. 17). Din aceste consideraţii de construcţie rezultă că schema de reglare extremală propusă poate fi realizată cu elemente clasice puţin numeroase, analogice şi de comutaţie.

Regulatorul cu două moduri poate fi utilizat în procese industriale cu caracteristică statică cu un singur extrem şi cu o singură variabilă ca mărime de intrare. El este necesar acolo unde se impune menţinerea mărimii de ieşire la valoarea de extrem fără oscilaţii în jurul acestuia.

Astfel, în industria chimică obţinerea unei concentraţii optime a unor componenţi într-un amestec [6] şi menţinerea ei la valoarea de extrem determină calitatea produsului

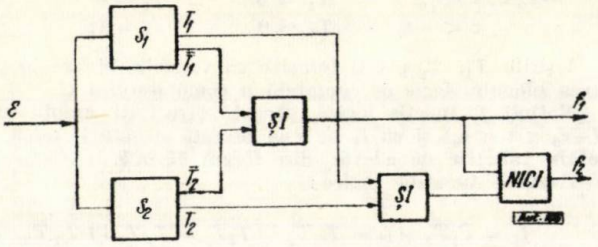


Fig. 16

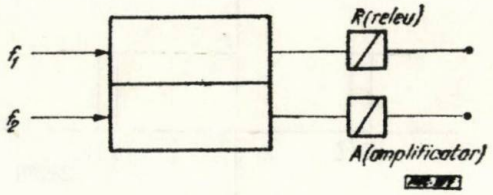


Fig. 17

final. De asemenea, în procesele termice, un rol important pentru economia de combustibil îl deţine realizarea unei arderi cît mai complete, care corespunde la obţinerea unei cantităţi de căldură maxime la o valoare minimă de combustibil. Un exemplu de utilizare al regulatorului extremal la procesele de ardere este dat în [7], unde s-a recurs la un compromis între timpul de atingere a extremului şi pierderea la explorare. Introducerea comutaţiei de mod conduce la o pierdere la explorare practic nulă permiţînd totodată ameliorarea timpului de atingere a extremului.

BIBLIOGRAFIE

[1] Călin, S. *Regulatoare automate. Calculul şi construcţia.* Bucureşti Editura didactică şi pedagogică, 1967.
[2] Gibson, J. E. *Sisteme automate neliniare.* Bucureşti, Editura tehnică, 1967.
[3] Petrescu, A. şi Nitu, C. *Modelarea pe calculatoare analogice a sistemelor automate cu structură variabilă.* În: Automatica şi Electronica, nr. 5, 1967.
[4] x x x În: Automatica i telemehanika, nr. 9, 1960.
[5] Huskey, D. şi Korn, A. *Computers handbook analog computers.* New York, McGraw Hill, 1962.
[6] Broida, V. *Reglarea extremală, optimizarea, autoadaptarea, autoînvăţarea şi importanţa lor pentru industria chimică.* În: A.T.M., nr. 8, 1967.
[7] Dumitrescu, Vl. *Sinteza unui regulator extremal cu elemente de comutaţie UNILOG-A.* În: Automatica şi Electronica, nr. 2, 1968.
[8] Felea, L. ş.a. *Circuite cu tranzistoare în industrie,* vol. II. Bucureşti, Editura tehnică, 1964.
[9] Miskin, E. şi Braun, L. *Adaptive control systems.* New York, McGraw Hill, 1961.

VASILE MARINOIU* — Bucureşti

Caracteristici statice şi dinamice ale reactoarelor chimice tubulare

Introducere

În cadrul instalaţiilor tehnologice din industria petrochimică, de prelucrare a ţiţeiului şi chimică în general, reactoarele chimice ocupă locul central. Ca aparate tehnologice în care se desfăşoară reacţii chimice, adoptarea de soluţii corecte pentru conducerea şi reglarea automată a reactoarelor chimice implică, prin raport cu celelalte aparate tehnologice, o cunoaştere mult mai exactă a caracteristicilor în regim staţionar şi dinamic.

Dintre diversele tipuri de reactoare chimice, reactoarele tubulare reprezintă, în diversitatea execuţiilor sale tehnice, tipul cel mai important dintre reactoarele chimice cu funcţionare continuă. În cele ce urmează se va trata numai o clasă a reactoarelor chimice tubulare, şi anume cele omogene a căror schemă-bloc globală este prezentată în figura 1.

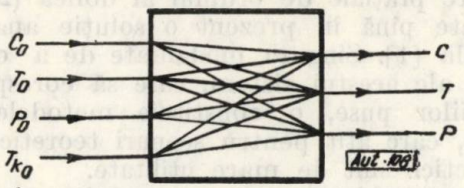


Fig. 1. Schema-bloc:
C — concentraţie; p — presiune; T — temperatura amestecului reactanţi-produse de reacţie; T_k — temperatura mediului de răcire sau încălzire.

Reactoarele chimice tubulare omogene au constituit şi constituie în ultimii ani obiectul unor cercetări intense atît din punctul de vedere al stabilităţii [6], [9], cît şi al comportării în regim staţionar [5], [7] şi dinamic [4], [9].

Prin raport cu lucrările amintite despre statica şi dinamica reactoarelor chimice tubulare, în această lucrare se propune o tratare unitară a staticii şi dinamicii acestui tip de reactoare, cu reliefarea unor aspecte noi privind stabilirea condiţiilor iniţiale, considerarea difuziei axiale în regimul dinamic şi stabilitatea soluţiilor numerice.

Modelul matematic

În cele ce urmează se vor descrie reacţiile chimice ce au loc în faza omogenă, a căror desfăşurare este descrisă de ecuaţia stoechiometrică:

$$\sum_{i=1}^{N} \nu_{ij} A_i = 0; \qquad j = 1, 2 \ldots, R, \qquad (1)$$

în care:

$N = M + P$;

M este numărul reactanţilor;

P — numărul produselor rezultate din reacţie;

R — numărul total al reacţiilor independente.

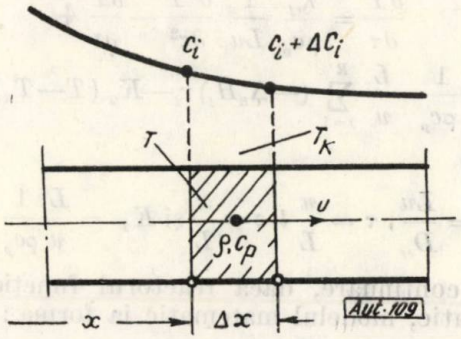


Fig. 2. Volumul elementar din reactorul tubular:
c_p — căldura specifică, kcal/kg °C; ρ — masa specifică, kg/m³; u — viteza, m/s; T — temperatura masei elementare ρdV, °K; T_k — temperatura mediului de răcire, °K; c_i — concentraţia componentului i, kmol/m³; x — cota curentă a reactorului.

Dacă se analizează un volum elementar dV (fig. 2) dintr-un reactor tubular, cu considerarea următoarelor ipoteze:

a) amestecul are aceleaşi proprietăţi fizice, chimice şi hidrodinamice în secţiunea transversală;

b) pierderea de presiune de-a lungul reactorului este neglijabilă;

c) căldura specifică medie c_p a amestecului şi entalpia de reacţie $(-\Delta_R H_j)$ a fiecărei reacţii în parte nu depind de temperatură şi de compoziţie;

d) gradientul de temperatură al mediului de încălzire, respectiv de răcire T_K de-a lungul reactorului tubular este neglijabil, atunci, din aplicarea legii de conservare a masei şi a energiei, rezultă următorul model matematic

$$\frac{\partial c_i}{\partial t} = \frac{\partial}{\partial x}\left(D_{ef} \frac{\partial c_i}{\partial x}\right) - u \frac{\partial c_i}{\partial x} + r_i;$$

$$\rho c_p \frac{\partial T}{\partial t} = \frac{\partial}{\partial x}\left(\lambda_{ef} \frac{\partial T}{\partial x}\right) - \rho c_p u \frac{\partial T}{\partial x} +$$

$$+ \sum_{j=1}^{R} (-\Delta_R H_j) r_j - K_R^* (T - T_K), \qquad (2)$$

în care s-a neglijat inerţia termică a pereţilor tubului prin raport cu inerţia termică a amestecului reactanţi-produse de reacţie.

În sistemul de ecuaţii (2) $\Delta_R H_j$ reprezintă entalpia de reacţie a reacţiei j exprimată în kcal/kmol; c_i — concentraţia molară a com-

* Ing. V. Marinoiu este şef de lucrări la Catedra de automatică, electronică şi electrotehnică la I.P.G.G.

ponentului i exprimată în kmol/m³, iar r_j — viteza reacţiei independente j exprimată în kmol/m³s.

Dacă coeficientul de difuzie efectivă (amestecare) D_{ef} şi coeficientul de conductibilitate efectivă λ_{ef} sînt independenţi de lungimea reactorului, atunci sistemul (2) se poate pune sub forma :

$$\frac{\partial c_i}{\partial \tau} = \frac{1}{B_0}\frac{\partial^2 c_i}{\partial z^2} - \frac{\partial c_i}{\partial z} + \frac{L}{u} r_i ;$$

$$\frac{\partial T}{\partial \tau} = \frac{\lambda_{ef}}{\rho c_p}\frac{1}{Lu}\frac{\partial^2 T}{\partial z^2} - \frac{\partial T}{\partial z} +$$

$$+ \frac{1}{\rho c_p}\frac{L}{u}\sum_{j=1}^{R}(-\Delta_R H_j) r_j - K_T (T - T_K), \quad (2')$$

unde :

$$B_0 = \frac{Lu}{D_{ef}}, \ \tau = \frac{u}{L} t, \ z = \frac{x}{L} \text{ şi } K_T = \frac{L}{u}\frac{1}{\rho c_p} K_T^* .$$

În continuare, dacă reactorul funcţionează adiabatic, modelul matematic ia forma :

$$\frac{\partial c_i}{\partial \tau} = \frac{1}{B_0}\frac{\partial^2 c_i}{\partial z^2} - \frac{\partial c_i}{\partial z} + \frac{L}{u} r_i ;$$

$$\frac{\partial T}{\partial \tau} = \frac{\lambda_{ef}}{\rho c_p}\frac{1}{Lu}\frac{\partial^2 T}{\partial z^2} - \frac{\partial T}{\partial z} + \frac{1}{\rho c_p}\frac{L}{u}\sum_{j=1}^{R}(-\Delta_R H_j) r_j . \quad (3)$$

Ca tip de ecuaţii, modelele matematice (2') şi (3) reprezintă sisteme de ecuaţii diferenţiale cu derivate parţiale, de tip parabolic, neliniare. Neliniaritatea este dată de termenul ce conţine viteza de reacţie r_j :

$$r_j = f(c_i^{\alpha_{ij}}, T), \qquad i = 1, 2, \ldots, M. \quad (4)$$

Soluţionarea sistemelor de ecuaţii (2'), respectiv (3) implică cunoaşterea condiţiilor de contur specifice reactoarelor chimice tubulare. Danckwerts [3] şi Coste [2] au considerat următoarele condiţii la limită :

$$z = 0 : uc_{i0} = \lim_{z \to 0+}\left(uc_i - D_{ef}\frac{\partial c_i}{\partial z}\right);$$

$$\rho c_p u\, T_0 = \lim_{z \to 0+}\left(\rho c_p\, uT - \lambda_{ef}\frac{\partial T}{\partial z}\right); \quad (5)$$

$$z = 1 ; \ \frac{\partial c_i}{\partial z} = \frac{\partial T}{\partial z} = 0,$$

iar Liang-Tseng Fan [8] şi alţi autori consideră drept condiţii la limită :

$$z = 0 : uc_{i0} = \lim_{z \to 0+}(uc_i) ;$$

$$\rho c_p u T_0 = \lim_{z \to 0+}(\rho c_p\, uT), ; \quad (6)$$

$$z = 1 : \frac{\partial c_i}{\partial z} = \frac{\partial T}{\partial z} = 0 .$$

Atît condiţiile la limită (5), cît şi (6) prezintă o serie de neajunsuri care le fac criticabile. De exemplu, în cazul condiţiilor la limită (5), deşi se iau în considerare efectele difuziei şi ale conductibilităţii termice axiale, nu se iau în considerare efectele reacţiilor chimice, care, în anumite cazuri sînt preponderente.

Din punctul de vedere al funcţionării reactoarelor tubulare, în practica industrială, condiţiile la limită (6) par a fi mai apropiate de fenomenele reale de la intrare ($z = 0$). Deşi a constituit şi constituie obiectul a numeroase cercetări [8], care apelează mai puţin la experiment, problema condiţiilor la limită continuă să fie mult controversată.

Drept condiţii iniţiale se folosesc :

$$\tau = 0_+ : c_i(0_+, z) = c_i(z) ;$$

$$T(0_+, z) = T(z), \quad (7)$$

în care funcţiile $c_i(z)$ şi $T(z)$ sînt presupuse a fi cunoscute.

Soluţii numerice

Sistemul de ecuaţii diferenţiale neliniare cu derivate praţiale de ordinul al doilea (2') nu cunoaşte pînă în prezent o soluţie analitică generală [1]. Singura modalitate de a obţine soluţii ale acestui sistem, care să corespundă condiţiilor puse, o constituie metodele numerice, care atît pentru scopuri teoretice, cît şi practice sînt de mare utilitate.

Prima problemă care se pune în cazul soluţionării sistemului (2') îl constituie stabilitatea. În cercetări se va considera că sistemul admite soluţii stabile, ceea ce corespunde domeniului de aplicabilitate atribuit modelului matematic stabilit.

Pentru a soluţiona numeric sistemul (2'), trebuie cunoscute funcţiile $c_i(z)$ şi $T(z)$ din cadrul condiţiilor iniţiale (7), care de fapt reprezintă starea staţionară în care se găseşte reactorul în momentul aplicării perturbaţiei. Aceste funcţii pot fi determinate experimental, prin măsurări directe, sau prin soluţionarea întîi a sistemului (2') pentru starea staţionară adică :

$$0 = \frac{1}{B_0}\frac{d^2 c_i}{dz^2} - \frac{dc_i}{dz} + \frac{L}{u} r_i ;$$

$$0 = \frac{\lambda_{ef}}{\rho c_p}\frac{1}{Lu}\frac{d^2 T}{dz^2} - \frac{dT}{dz} +$$

$$+ \frac{1}{\rho c_p}\frac{L}{u}\sum_{j=1}^{R}(-\Delta_R H_j) r_j - K_T (T - T_K). \quad (8)$$

În cadrul acestei lucrări, funcţiile $c_i(z)$ şi $T(z)$ s-au determinat prin soluţionarea numerică a sistemului (8).

Soluţiile numerice ale sistemului de ecuaţii cu diferenţe finite asociat sistemului (8), scris pentru diferite moduri de aproximare a derivatelor, s-au dovedit nestabile la nume-

roasele şi diferitele încercări începute din punctul $z = 0$. Pentru prima oară V. Haváček şi M. Marek [7] au reuşit să soluţioneze numeric sistemul (8), însă pornind din punctul $z = 1$, unde condiţiile limită (6) sînt date prin derivate, fapt pentru care valorile lui $c_i(0,1)$ şi $T(0,1)$ nu sînt cunoscute.

Din această cauză se apelează la o tehnică de iteraţii după care, pornind de la valori prezumate pentru $c_i(0,1)$ şi $T(0,1)$, acestea sînt corectate pînă cînd valorile concentraţiei $c_i(0,0)$ şi $T(0,0)$ obţinute prin calcul se apropie de adevăratele valori ale acestor mărimi, pînă sub o limită anterior fixată.

În lucrare s-a procedat în alt mod, şi anume pornind de la condiţiile iniţiale:

$$\tau = 0_+ : c_i(0_+, z) = c_i(z) = 0; \quad T(0_+, z) = T(z) = T_K, \tag{9}$$

ceea ce înseamnă că reactorul se găseşte în afara stării de funcţionare, s-a rezolvat sistemul (2′) avînd la intrare:

$$z = 0 : c_i(\tau, 0) = c_i(\tau); \quad T(\tau, 0) = T(\tau), \tag{10}$$

unde $c_i(\tau)$ şi $T(\tau)$ sînt funcţii treaptă.

Pentru $\tau \to \infty$ se atinge o stare staţionară definită prin:

$$c_{is}(z) = \lim_{\tau\to\infty} c_i(\tau, z); \quad T_s(z) = \lim_{\tau\to\infty} T(\tau, z), \tag{11}$$

adică tocmai caracteristicile statice căutate şi care acum pot fi utilizate drept condiţii iniţiale pentru determinarea caracteristicilor dinamice.

În urma celor prezentate pînă acum, rezultă că determinarea caracteristicilor statice ale reactoarelor tubulare omogene se reduce la a soluţiona sistemul de ecuaţii (2′), cu considerarea condiţiilor la limită (6) şi a condiţiilor iniţiale (9), iar determinarea caracteristicilor dinamice se determină în acelaşi mod însă pornind de la condiţiile iniţiale (11).

Pentru sistemul de ecuaţii (2′) au fost cercetate diferite moduri de a exprima derivatele prin diferenţe finite. Aici vor fi prezentate numai acele diferenţe care au condus, pe de o parte la stabilitatea soluţiilor numerice, iar pe de altă parte au permis explicitarea valorilor funcţiilor $c_i(\tau, z)$ şi $T(\tau, z)$ în punctele căutate prin raport cu termenul neliniar r.

Acestea sînt:

$$\left(\frac{\partial c}{\partial \tau}\right)_{ij} = \frac{c_{i+1,j} - c_{ij}}{\Delta\tau} + O(\Delta\tau);$$

$$\left(\frac{\partial c}{\partial z}\right)_{ij} = \frac{c_{i,j+1} - c_{i,j-1}}{2(\Delta z)} + O((\Delta z)^2); \tag{12}$$

$$\left(\frac{\partial^2 c}{\partial z^2}\right)_{ij} = \frac{c_{ij,j+1} - 2c_{ij} + c_{i,j-1}}{(\Delta z)^2} + O((\Delta z)^2);$$

$$\left(\frac{\partial T}{\partial \tau}\right)_{ij} = \frac{T_{i+1,j} - T_{ij}}{\Delta\tau} + O(\Delta\tau);$$

$$\left(\frac{\partial T}{\partial z}\right)_{ij} = \frac{T_{i,j+1} - T_{i,j-1}}{2(\Delta z)} + O((\Delta z)^2);$$

$$\left(\frac{\partial^2 T}{\partial z^2}\right)_{ij} = \frac{T_{i,j+1} - 2T_{ij} + T_{i,j-1}}{(\Delta z)^2} + O((\Delta z)^2).$$

După introducerea diferenţelor (12) în sistemul (2′), a efectuării cîtorva transformări elementare şi a neglijării termenului al doilea din ecuaţiile (12) se obţine:

$$c_{i+1,j} = \left(\frac{\Delta\tau}{B_0(\Delta z)^2} + \frac{\Delta\tau}{2(\Delta z)}\right)c_{i,j-1} + \left(1 - 2\frac{\Delta\tau}{B_0(\Delta z)^2}\right)c_{ij} + \left(\frac{\Delta\tau}{B_0(\Delta z)^2} - \frac{\Delta\tau}{2(\Delta z)}\right)c_{i,j+1} + \frac{L}{u}(\Delta\tau)(r_i)_{ij};$$

$$T_{i+1,j} = \left(\frac{\lambda_{ef}}{\rho c_p}\frac{1}{Lu}\frac{\Delta\tau}{(\Delta z)^2} + \frac{\Delta\tau}{2(\Delta z)}\right)T_{i,j-1} + \left(1 - 2\frac{\lambda_{ef}}{\rho c_p}\frac{1}{Lu}\frac{\Delta\tau}{(\Delta z)^2}\right)T_{ij} + \left(\frac{\lambda_{ef}}{\rho c_p}\frac{1}{Lu}\frac{\Delta\tau}{(\Delta z)^2} - \frac{\Delta\tau}{2(\Delta z)}\right)T_{i,j+1} - K_T(\Delta\tau)(T_{ij} - T_K) + \frac{1}{\rho c_p}\frac{L}{u}(\Delta\tau)\left(\sum_{j=1}^{R}(-\Delta_R H_j)r_j\right)_{ij}, \tag{13}$$

cu următoarele condiţii de stabilitate a soluţiilor numerice:

$$\frac{\Delta\tau}{B_0(\Delta z)^2} < \frac{1}{2}; \quad \Delta z < \frac{2}{B_0};$$

$$\frac{\lambda_{ef}}{\rho c_p}\frac{1}{Lu}\frac{\Delta\tau}{(\Delta z)^2} < \frac{1}{2}; \quad \Delta z < 2\frac{\lambda_{ef}}{\rho c_p}\frac{1}{Lu}. \tag{14}$$

În relaţiile (12) şi (13) se înţelege prin c_{ij} şi T_{ij} valorile concentraţiei componentului i, respectiv a temperaturii T în punctul (τ_i, z_j).

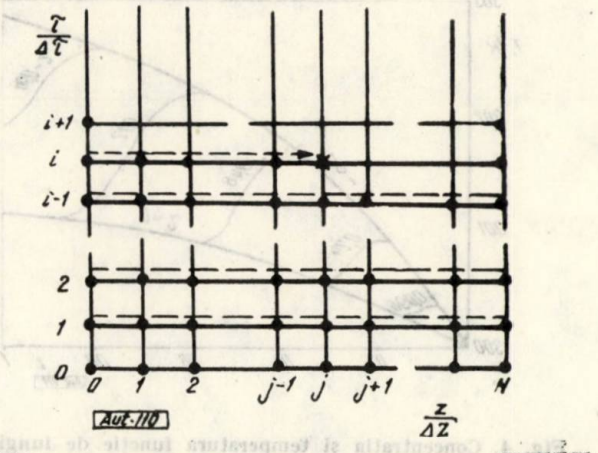


Fig. 3. Reţeaua de calcul în planul $\tau - z$:
τ – timpul adimensional; z – lungimea adimensională a reactorului.

Prin modul în care sînt scrise ecuaţiile (13) se indică de fapt şi ordinea de calcul, ceea ce rezultă şi mai concludent din figura 3. Calculele au fost efectuate cu ajutorul unui calculator TR4, programul fiind scris în ALGOL.

Rezultate

Modelul matematic descris a fost concretizat pentru o reacţie chimică exotermă de forma:

$$-\nu_1 A_1 - \nu_2 A_2 + \nu_3 A_3 = 0, \qquad (15)$$

şi cu viteza de reacţie:

$$r = -kc_1c_2 = -k_0 (Ac_1 + c_1^2)\, e^{-\frac{R}{ET}}. \qquad (16)$$

Ca date numerice s-au considerat $B_0 = 100$, $\frac{\lambda_{ef}}{\rho c_p} \cdot \frac{1}{Lu} = \frac{1}{B_0}$, $\frac{L}{u} = \bar{t} = 300$ s, celelalte valori fiind trecute pe graficele corespunzătoare.

În figurile 4—9 sînt reprezentate grafic sub forma răspunsurilor la semnale treaptă aplicate compoziţiei alimentării, funcţiile $c_1(\tau, z)$ şi $T(\tau, z)$.

Figurile 4, 5, 6, 7 şi 10 se referă la reactorul adiabatic, iar figurile 8, 9 şi 11 la reactorul politropic.

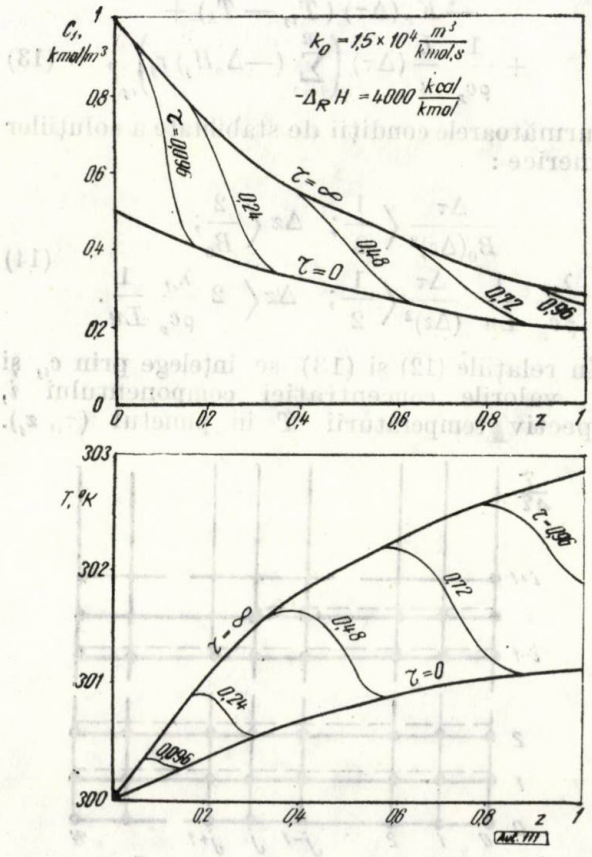


Fig. 4. Concentraţia şi temperatura funcţie de lungime. Reactor adiabatic: pentru $\tau = 0$ şi $\tau = \infty$ corespund cele două stări staţionare.

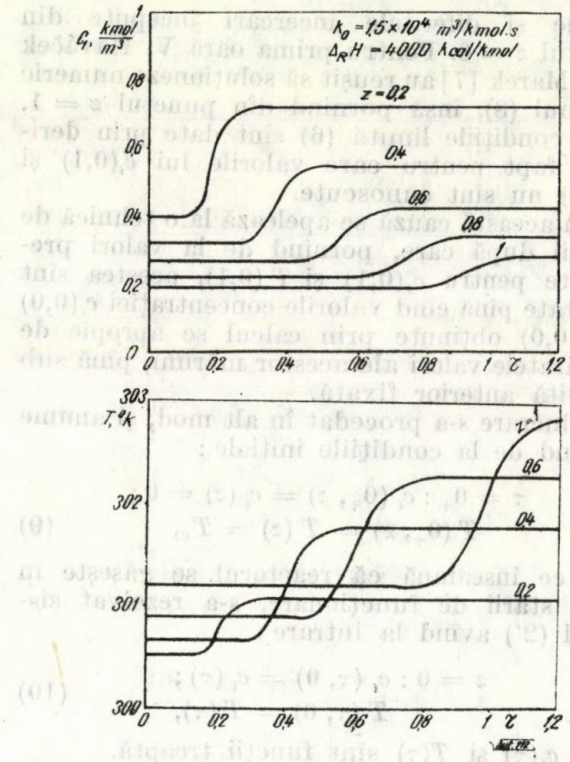


Fig. 5. Răspunsul reactorului adiabatic la perturbaţie treaptă. Concentraţia şi temperatura sînt reprezentate în funcţie de timp (la diferite cote z ale reactorului).

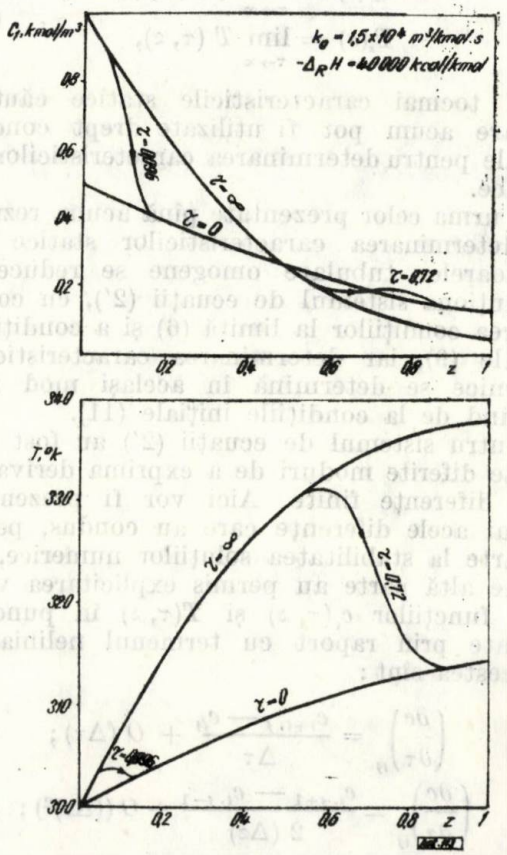


Fig. 6. Concentraţia şi temperatura funcţie de lungime. Reactor adiabatic, însă pentru alţi parametri ai reacţiei.

Din analiza graficelor funcţiilor $c_1(\tau, z)$ şi $T(\tau, z)$ rezultă că pentru un acelaşi tip de reacţie $-\nu_1 A_1 - \nu_2 A_2 + \nu_3 A_3 = 0$, parametrii reacţiei şi ai reactorului joacă un rol foarte important: figura 4 prin raport cu figura 6, figura 5 prin raport cu figura 7. Atît pentru reactorul adiabatic, cît şi pentru cel politropic, în funcţie de prarmetrii reacţiei şi ai reactorului, răspunsurile la semnale treaptă în compoziţia alimentării prezintă maximuri, figurile 7 şi 9, care pentru conducerea şi reglarea automată, prezintă importanţă.

În timp ce la reactorul adiabatic temperatura creşte continuu cu lungimea, la reactorul

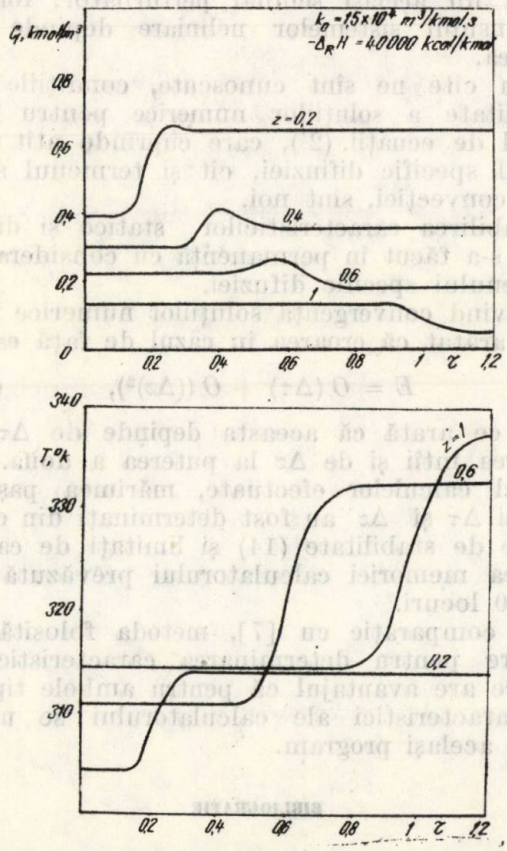


Fig. 7. Răspunsul reactorului adiabatic la perturbaţia treaptă. Concentraţia şi temperatura sînt reprezentate în funcţie de timp, însă pentru alţi parametri ai reacţiei.

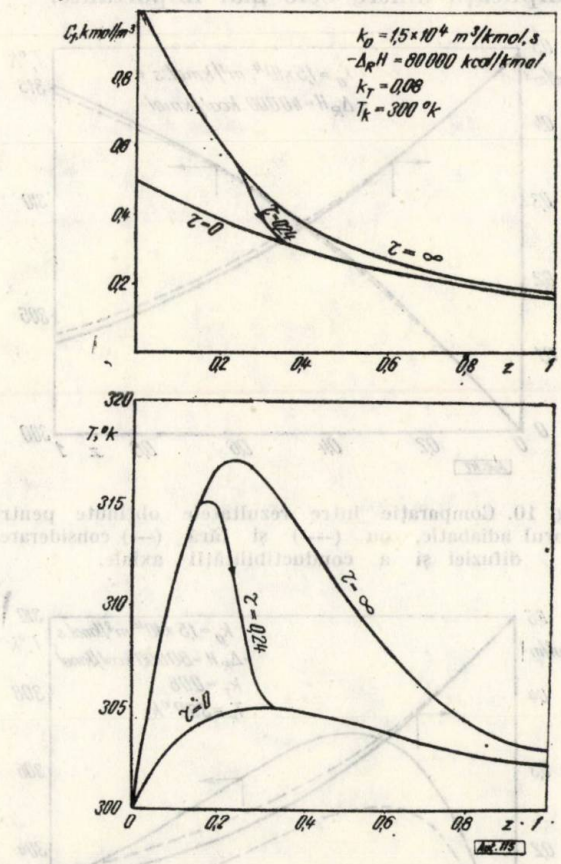
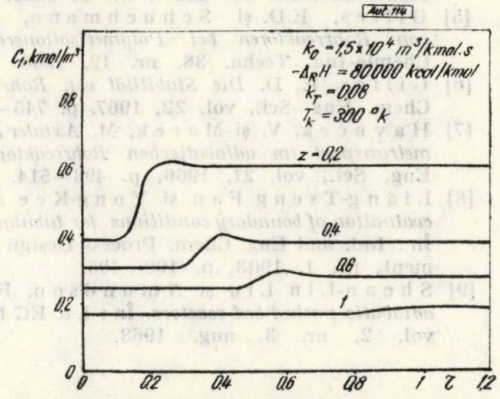


Fig. 8. Concentraţia şi temperatura funcţie de lungime Reactor politropic:

pentru $\tau = 0$ şi $\tau = \infty$ corespund cele două stări staţionare.



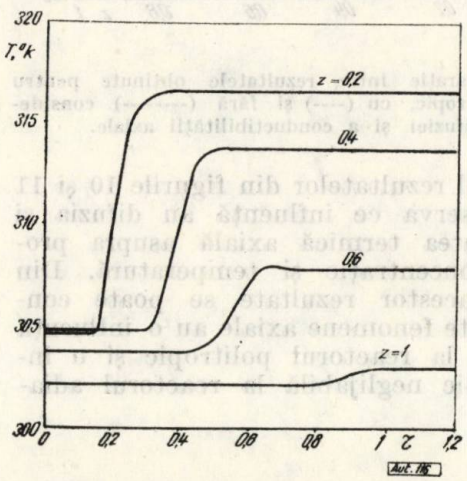


Fig. 9. Răspunsul reactorului politropic la perturbaţie treaptă. Concentraţia şi temperatura sînt reprezentate în funcţie de timp la diferite cote z ale reactorului.

politropic temperatura prezintă un maximum prin raport cu lungimea. Poziţia acestui maxim este determinat atît de parametrii reacţiei, cît şi ai reactorului. Profilul de variaţie al temperaturii prezintă la unele reacţii cum ar fi de exemplu polimerizările, un rol foarte important. Determinarea continuă a profilului optim şi reglarea acestuia sînt probleme cu implicaţii dintre cele mai importante.

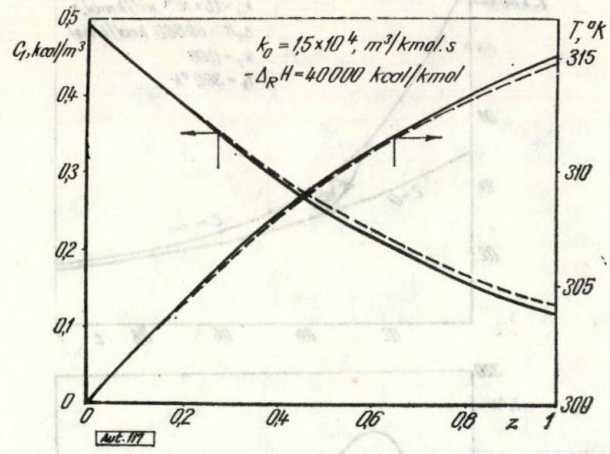


Fig. 10. Comparaţie între rezultatele obţinute pentru reactorul adiabatic, cu (----) şi fără (---) considerarea difuziei şi a conductibilităţii axiale.

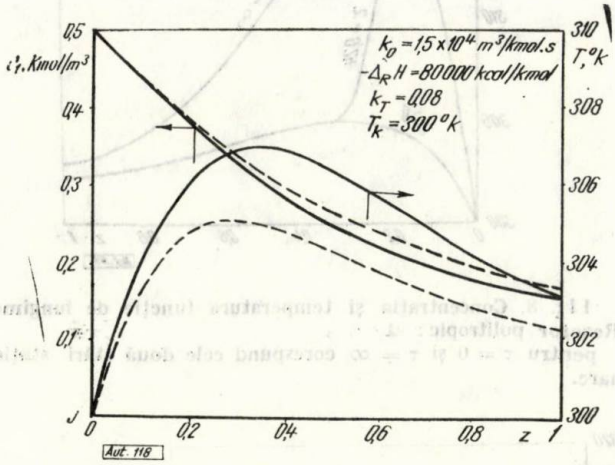


Fig. 11. Comparaţie între rezultatele obţinute pentru reactorul politropic, cu (----) şi fără (--------) considerarea difuziei şi a conductibilităţii axiale.

Cu ajutorul rezultatelor din figurile 10 şi 11 se poate observa ce influenţă au difuzia şi conductibilitatea termică axială asupra profilelor de concentraţie şi temperatură. Din comparaţia acestor rezultate se poate concluziona că aceste fenomene axiale au o influenţă relativ mare la reactorul politropic şi o influenţă practic neglijabilă la reactorul adiabatic.

Concluzii

În această lucrare s-au tratat caracteristicile statice şi dinamice ale reactoarelor tubulare omogene, modelul matematic examinat fiind rezolvat pînă la capăt pentru o reacţie exotermă de ordinul doi.

O atenţie deosebită s-a acordat stabilirii corecte a condiţiilor iniţiale, cunoscut fiind că la un acelaşi semnal perturbator, forma răspunsului sistemelor neliniare depinde de acestea.

Din cîte ne sînt cunoscute, condiţiile de stabilitate a soluţiilor numerice pentru sistemul de ecuaţii (2′), care cuprinde atît termenul specific difiuziei, cît şi termenul specific convecţiei, sînt noi.

Stabilirea caracteristicilor statice şi dinamice s-a făcut în permanenţă cu considerarea termenului specific difuziei.

Privind convergenţa soluţiilor numerice trebuie arătat că eroarea în cazul de faţă este:

$$E = O(\Delta\tau) + O((\Delta z)^2), \qquad (17)$$

ceea ce arată că aceasta depinde de $\Delta\tau$ la puterea întîi şi de Δz la puterea a doua. În cadrul calculelor efectuate, mărimea paşilor reţelei $\Delta\tau$ şi Δz au fost determinaţi din condiţiile de stabilitate (14) şi limitaţi de capacitatea memoriei calculatorului prevăzută cu 19 200 locuri.

În comparaţie cu [7], metoda folosită în lucrare pentru determinarea caracteristicilor statice are avantajul că pentru ambele tipuri de caracteristici ale calculatorului se utilizează acelaşi program.

BIBLIOGRAFIE

[1] Ames, W. F. *Nonlinear partial differential equations in engineering.* Mathematics in science and engineering, vol. 18. New York, Londra, Academic Press, 1965.

[2] Coste, P., Rudd, D. şi Amundson, N. R. În: *Can. J. Chem. Eng.*, 39, 1961, p. 149.

[3] Danckwerts, P. V. *Continous flow systems. Distribution of residence times.* În: Chem. Eng. Sci., nr. 2, 1953.

[4] Gilles, E. D. Dynamik und Regelung chemischer Rohrreaktoren. În: MSR, nr. 5, 1966.

[5] Gilles, E.D. şi Schuchmann, H. *Verhalten von Rohrreaktoren bei Polymerisationsreaktionen.* În: Chemie-Ing. Techn. 38, nr. 12, 1966.

[6] Gilles, E. D. *Die Stabilität von Rohrreaktoren.* În: Chem. Eng. Sci., vol. 22, 1967, p. 745–758.

[7] Havaček, V. şi Marek, M. *Axialer Stoff und Wärmetransport im adiabatischen Rohrreaktor.* În: Chem. Eng. Sci., vol. 21, 1966, p. 493–514.

[8] Liang-Tseng Fan şi Yong-Kee Ahn. *Critical evaluation of boundary conditions for tubular flow reactors.* În: Ind. and Eng. Chem. Process Design and Development, nr. 1, 1963, p. 190–195.

[9] Shean-Lin Liu şi Amundson, R. *Stability of adiabatic packed-bed reactors.* În: I. & EC Fundamentals, vol. 2, nr. 3, aug. 1963.

ANTON VĂTĂŞESCU* — Bucureşti

O condiţie generală de deschidere pentru un dispozitiv pnpn

Caracteristica curent-tensiune a celui mai răspîndit dispozitiv din familie, tiristorul (fig. 1), se explică cu ajutorul analogiei cu două transistoare (fig. 2).

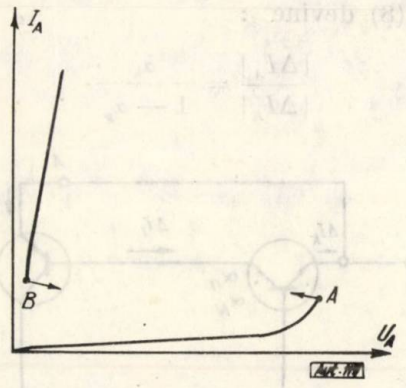


Fig. 1. Caracteristica voltamperică în regiunea directă de blocare a unui tiristor.

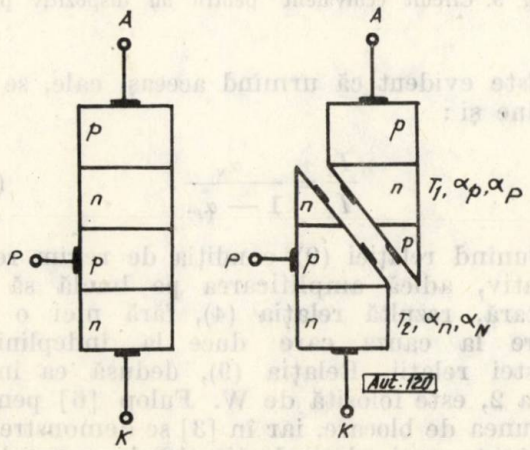


Fig. 2. Sistemul de transistoare complementare analog dispozitivului pnpn.

Tratarea este unidimensională şi nu pune în evidenţă particularităţile specifice structurii pnpn, particularităţi care pentru subiectul acestei lucrări pot fi neglijate.

Punctele esenţiale ale caracteristicii sînt date de limitele celor două stări de funcţionare:

— punctul de întoarcere A, marchează pierderea proprietăţilor de blocare;

— punctul de menţinere B, marchează pierderea proprietăţilor de conducţie.

Pentru regiunea de conducţie, analogia amintită mai sus este mai puţin corectă, ecuaţia obţinută este complicată, iar metodele utilizate pentru determinarea punctului coordonatelor punctului B nu au condus la rezultate satisfăcătoare.

Tratarea dă însă o formulare corectă a ecuaţiei $I_A = f(U_A)$ pentru regiunea de blocare în funcţie de factorii de amplificare ai celor două transistoare, de curentul de saturaţie al joncţiunii colectoare şi de multiplicarea purtătorilor care poate apărea în regiunea de sarcină spaţială a joncţiunii centrale. Cunoaşterea ecuaţiei în apropierea punctului de întoarcere dă posibilitatea calculării coordonatelor sale.

În cele ce urmează vor fi examinate critic diferitele condiţii date în literatură pentru definirea punctului A. Apoi se va propune o metodă simplă pentru determinarea analitică a legăturii dintre parametrii dinamici sau statici în punctul de întoarcere, ţinînd seamă de reacţiile existente în sistemul de transistoare analog propus. După ce se discută domeniul de valabilitate al acestor relaţii va fi prezentată o verificare experimentală a lor.

1. Condiţii existente pentru punctul de întoarcere

Pentru analiza care urmează se vor nota factorii de amplificare statici ai transistoarelor pnp şi npn cu α_P şi, respectiv α_N, iar cei dinamici cu α_p şi respectiv α_n.

1.1. Relaţia cea mai des întîlnită pentru punctul A este [1], [2], [3]:

$$\alpha_1 + \alpha_2 = 1. \tag{1}$$

Printr-o astfel de notare a parametrilor se evită orice specificare asupra caracterului lor. Totuşi relaţia rezultînd din condiţia:

$$I_A \to \infty, \tag{2}$$

este evident că α_1 şi α_2 sînt factorii de amplificare în curent statici ai celor două transistoare. Întoarcerea este însă un proces dinamic şi definirea lui, impunînd condiţia (2) unei relaţii între mărimi staţionare, este evident incorectă, fapt confirmat de rezultatele experimentale de la punctul 3.

De altfel condiţia (2) defineşte mai curînd un punct din regiunea de conducţie, adică urmează a fi îndeplinită după punctul B.

1.2. F. E. Gentry [4] impune aceleiaşi ecuaţii de regim staţionar condiţia:

$$\frac{dI_A}{dI_P} \to \infty, \tag{3}$$

I_P fiind curentul de poartă.

De data aceasta se obţine condiţia:

$$\alpha_p + \alpha_n = 1. \tag{4}$$

* Ing. *A. Vătăşescu* este constructor şef pentru dispozitive semiconductoare la I.P.R.S.-Băneasa.

Condiţia (3) limitează însă deschiderea numai la deschiderea prin poartă. Sesizînd particularitatea criteriului propus, în aceeaşi lucrare, se arată că şi condiţiile :

$$\frac{dI_A}{dI_{CO}} \to \infty \text{ şi } \frac{dI_A}{dI_C} \to \infty \tag{5}$$

conduc tot la o relaţie de tipul (4).

I_{CO} este curentul rezidual al joncţiunii centrale, considerat independent de I_P şi I_C, iar I_C este curentul datorit vitezei de variaţie a tensiunii anodice, considerat independent de I_{CO} şi I_P.

Rămîn însă deschiderile sub acţiunea radiaţiilor sau datorite apariţiei multiplicării prin avalanşe în joncţiunile centrale.

1.3. F. J. Gibbons [5] dă o definiţie evident corectă pentru punctul A :

$$\frac{dU_A}{dI_A} = 0. \tag{6}$$

Condiţia obţinută este de tipul (4). Legea $I_A = f(U_A)$ se stabileşte însă pe baza unor considerente fizice destul de complicate.

Este interesant de semnalat faptul că primul mare teoretician al dispozitivului pnpn, I. M. Mackintosh, a pus o condiţie corectă (6), dar în rezultatul final, nerecunoscînd expresiile obţinute ca fiind factorii de amplificare în curent dinamici, a făcut unele neglijări care l-au dus la un rezultat eronat de tip (1). Deducerea relaţiei corecte de deschidere din relaţia obţinută de I. M. Mackintosh este prezentată în anexa 1.

1.4. W. Fulop [6] impune, de asemenea, o condiţie corectă :

$$h_{22e} \to \infty, \tag{7}$$

h_{22e} fiind admitanţa efectivă de ieşire a unui transistor cu colectorul prelungit (hook transistor) în conexiunea EC.

Calculul este greoi şi inutil, deoarece W. Fulop a calculat în prealabil cu ajutorul parametrilor y, factorul de amplificare în curent global al unui astfel de transistor cu colectorul prelungit. În anexa 2 se deduce condiţia de deschidere pornind de la aceiaşi parametri, fără să mai fie necesare calculele impuse de condiţia $h_{22e} \to \infty$.

2. O nouă condiţie propusă pentru punctul de întoarcere

Ţinînd seamă numai de procesul regenerativ care este declanşat în punctul A, s-a obţinut relaţia (6) extrem de simplu. Sistemul de transistoare analog a fost redesenat în figura 3.

Factorul de amplificare în curent pe bucla de reacţie este dat de raportul curenţilor ΔI_A şi ΔI_K :

$$\frac{|\Delta I_A|}{|\Delta I_K|} = \frac{|\Delta I_A|}{|\Delta I_1|} \cdot \frac{|\Delta I_1|}{|\Delta I_K|}. \tag{8}$$

Cu notaţiile :

$\frac{|\Delta I_1|}{|\Delta I_K|} = \alpha_n$ (factorul de amplificare în curent al transistorului npn în conexiunea BC);

$\frac{|\Delta I_A|}{|\Delta I_1|} = \frac{1}{1-\alpha_p}$ (factorul de amplificare în curent al transistorului pnp în conexiunea CC),

relaţia (8) devine :

$$\frac{|\Delta I_A|}{|\Delta I_K|} = \frac{\alpha_n}{1-\alpha_p}. \tag{9}$$

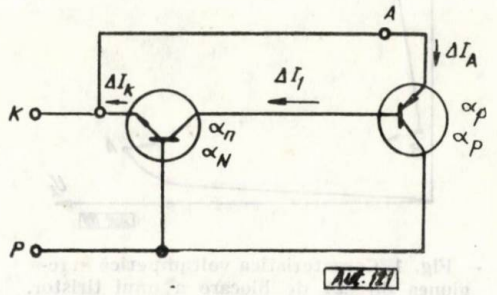


Fig. 3. Circuit echivalent pentru un dispozitiv pnpn.

Este evident că urmînd aceeaşi cale, se va obţine şi :

$$\frac{I_A}{I_K} = \frac{\alpha_N}{1-\alpha_P}. \tag{10}$$

Punînd relaţiei (9) condiţia de regim regenerativ, adică amplificarea pe buclă să fie unitară, rezultă relaţia (4), fără nici o referire la cauza care duce la îndeplinirea acestei relaţii. Relaţia (9), dedusă ca în anexa 2, este folosită de W. Fulop [6] pentru regiunea de blocare, iar în [3] se demonstrează existenţa unei relaţii de tip (10) în punctul A, dedusă şi de data aceasta tot pe baza condiţiei $I_A \to \infty$.

Din modul cum au fost deduse rezultă că relaţiile (9) şi (10) au o mare generalitate, fiind valabile atît în regiunea de blocare, cît şi în punctul A, atît pentru parametrii statici, cît şi pentru cei dinamici.

3. Verificări experimentale

În [6], cu ajutorul unei tehnici experimentale remarcabile, sînt obţinute curbele de variaţie ale factorilor de amplificare dinamici în funcţie de curentul de anod şi de catod, prezentate în figura 4.

Din aceste caracteristici se pot trasa însă şi variaţiile parametrilor statici în funcţie de aceiaşi curenţi. Curentul prin regiunea centrală este determinat atît de contribuţia tran-

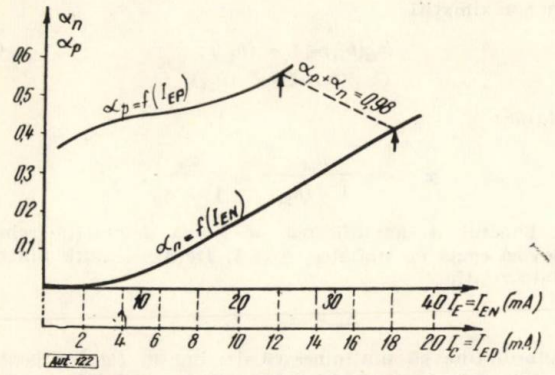


Fig. 4. Variaţiile factorilor de amplificare în curent dinamici cu curenţii de emitor.

sistorului pnp (I_{CP}), cît şi a transistorului npn (I_{CN}).

Ştiind că :

$$\alpha_P = \frac{|I_{CP}|}{|I_A|} \text{ şi } \alpha_N = \frac{|I_{CN}|}{|I_K|}, \qquad (11)$$

pentru determinarea factorilor de amplificare statici trebuie găsiţi cei doi curenţi (I_{CP}) şi (I_{CN}).

Prin definiţie :

$$\alpha_p = \frac{|dI_{CP}|}{|dI_A|}$$

şi deci :

$$|I_{CP}| = \int_0^{I_A} \alpha_p \, dI_A \, . \qquad (12)$$

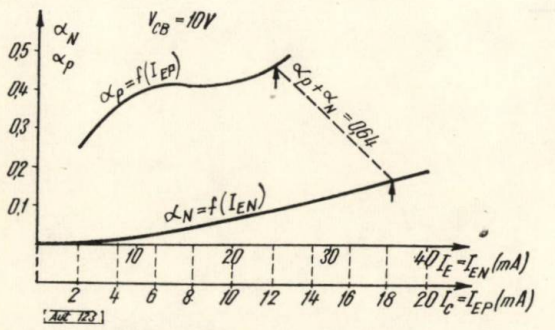


Fig. 5. Variaţiile factorilor de amplificare în curent statici cu curenţii de emitor.

Cunoscînd $|I_{CP}|$, rezultă :

$$|I_{CN}| = |I_A| - |I_{CP}|. \qquad (13)$$

Tabela 1

Parametrii din punctul A

Tiristorul	$\alpha_n + \alpha_p$	$\alpha_N + \alpha_P$	$\frac{\alpha_N}{1-\alpha_P}$	I_A/I_K
1	0,98	0,64	0,32	0,33
2	0,85	0,63	0,39	0,413

Cu ajutorul relaţiilor (12) şi (13) din curbele din figura 4 se obţin variaţiile factorului de amplificare static, în funcţie de aceşti curenţi, prezentate în figura 5.

Rezultatele ce se pot obţine din aceste curbe sînt date în tabela 1.

4. Concluzii

1. Atît pentru regiunea de blocare, cît şi pentru punctul de întoarcere sînt valabile relaţiile :

$$\frac{I_A}{I_K} = \frac{\alpha_N}{1-\alpha_P} \text{ şi } \frac{|\Delta I_A|}{|\Delta I_K|} = \frac{\alpha_n}{1-\alpha_p}.$$

2. Condiţia reală de deschidere este :

$$\alpha_n + \alpha_p = 1,$$

indiferent dacă această relaţie este îndeplinită prin creşterea curentului anodic datorită curentului de poartă, curentului rezidual al regiunii centrale, temperaturii, apariţiei multiplicării prin avalanşe, vitezei de variaţie a tensiunii anodice, luminii, radiaţiilor sau altor condiţii.

ANEXA 1

I. M. Mackintosh [2] punînd condiţia $\frac{\partial U_A}{\partial I_A} = 0$, a obţinut relaţia :

$$M_P\left[\alpha_{1N} + I \frac{\partial \alpha_{1N}}{\partial I}\right] + M_n\left[\alpha_{2N} + (I + I_P)\frac{\partial \alpha_{2N}}{\partial I}\right] = 1. \quad (1)$$

Considerînd că se lucrează la tensiuni mici, se pot neglija factorii de multiplicare prin avalanşe $M_p = M_n = 1$.

Cu notaţiile :

$$I = I_A;\ I + I_P = I_K;\ \alpha_{1N} = \alpha_P\ ;\ \alpha_{2N} = \alpha_N,$$

relaţia (1) devine :

$$\left(\alpha_P + I_A \frac{\partial \alpha_P}{\partial I_A}\right) + \left(\alpha_N + I_K \frac{\partial \alpha_N}{\partial I_K}\right) = 1. \qquad (2)$$

I. M. Mackintosh a făcut neglijările :

$$I_A \frac{\partial \alpha_P}{\partial I_A} \ll \alpha_P \text{ şi } I_K \frac{\partial \alpha_K}{\partial I_K} \ll \alpha_N \qquad (3)$$

şi a obţinut relaţia $\alpha_N + \alpha_P = 1$, deşi a plecat de la o condiţie corectă. Totuşi relaţia (2) conţine soluţia corectă, dacă se ţine seamă de relaţia pentru transistorul pnp, $I_{CP} = \alpha_P I_A + I_{CBO}$:

$$\frac{dI_{CP}}{dI_A} = \alpha_p = \alpha_P + I_A \frac{\partial \alpha_P}{\partial I_A}, \qquad (4)$$

iar pentru transistorul npn :

$$\alpha_n = \alpha_N + I_K \frac{\partial \alpha_N}{\partial I_K}. \qquad (5)$$

Introducînd (4) şi (5) în relaţia (2), se obţine condiţia reală $\alpha_n + \alpha_p = 1$.

ANEXA 2

Factorul de amplificare în curent global pentru circuitul echivalent din figura 6 este:

$$\alpha = - \left. \frac{\Delta I_1}{\Delta I_2} \right| \Delta U_1 = 0 \,. \tag{1}$$

Pentru cele două transistoare în conexiunea *BC* se pot scrie relaţiile:

$$\begin{aligned} &\Delta U_p + \Delta U_1 = (h_{11})\,\Delta I_1 + (h_{12})\,\Delta U_p; \\ &\Delta I_p = (h_{21})\,\Delta I_1 = (h_{22})\,\Delta U_p; \\ &\Delta U_2 = h_{11}\,\Delta I_2 + h_{12}\,\Delta U_n; \\ &\Delta I_n = h_{21}\,\Delta I_2 + h_{22}\,\Delta U_n. \end{aligned} \tag{2}$$

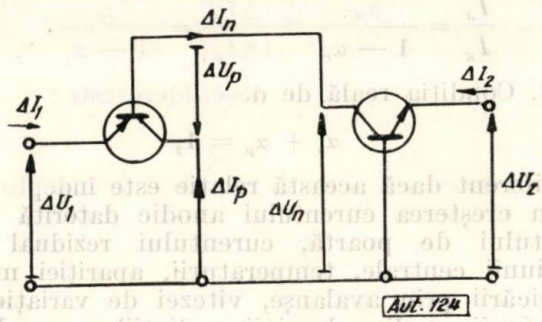


Fig. 6. Circuit echivalent pentru un dispozitiv pnpn

Dacă se rezolvă sistemul (2) cu condiţiile:

$$\Delta U_p = - \Delta U_n; \tag{3}$$

$$\Delta I_1 = \Delta I_n - \Delta I_p; \tag{4}$$

$$\Delta U_1 = 0, \tag{5}$$

şi cu aproximaţiile:

$$\begin{aligned} &h_{22}(h_{11}) \ll 1 + (h_{21}); \\ &(h_{22})(h_{11}) \ll 1 + (h_{21}), \end{aligned} \tag{6}$$

se obţine:

$$\alpha = - \frac{h_{21}}{1 + (h_{21})} = \frac{\alpha_n}{1 - \alpha_p}.$$

In punctul *A* amplificarea pe bucla de reacţie trebuie să devină egală cu unitatea, $\alpha = 1$. De aici rezultă binecunoscuta relaţie:

$$\alpha_n + \alpha_p = 1.$$

Autorul ţine să mulţumească dr. ing *V. Pauker* pentru sugestiile date în perioada elaborării materialului.

BIBLIOGRAFIE

[1] Moll, L., Tanenbaum, M., Goldey, J.M. şi Holonyak, N. *pnpn transistor switch.* În: PIRE, vol. 44, sept 1956, p. 1 174–1 182.

[2] Mackintosh, I. M. *The electrical characteristics of silicon pnpn triodes.* În: PIRE, vol. 46, iunie 1958, p. 1 229–1 235.

[3] Gentry, F. E., Gutzwiller, F. W., Holonyak, N. şi von Zastrow, E. E. *Principles and Applications of pnpn devices.* New–Jersey, Prentice-Hall, Inc. Englewood Cliffs, 1964, p. 73, 84.

[4] Gentry, F. E. *Turn on criterion for pnpn devices.* În: IEEE Transactions on ED, vol. 11, febr 1964, p. 74–75.

[5] Gibbons, F. J. *A critique of theory of pnpn devices.* În: IEEE Transactions on ED, vol. 11, nr. 9, sept 1964, p. 406–413.

[6] Fulop, W. *Three terminal measurement of current amplification factors of controlled rectifiers.* În: IEEE Transactions on ED, vol. 10, nr. 3, mai 1963, p. 120–133.

IOAN RUGINĂ* — Bucureşti

Metodă statistică de determinare a comportării dinamice a sistemelor de măsură

Măsurarea precisă a semnalelor variabile în timp impune asigurarea reproducerii fidele, fără distorsiuni a acestora de către lanţul de măsură, compus în general dintr-un traductor, circuite de cuplaj şi eventual etaje de amplificare.

Cerinţa de fidelitate a reproducerii semnalelor de către acest lanţ trebuie formulată în mod diferit, în cazul în care se admite o întîrziere a acestora, de exemplu, la înregistrarea lor în scopul unei prelucrări ulterioare, faţă de cazul în care întîrzierea semnalelor nu este permisă, cum ar fi la utilizarea valorii mărimii măsurate ca semnal de comandă în unele reglaje automate. Atunci cînd întîrzierea semnalelor este admisă, condiţia de fidelitate se formulează la fel ca în cazul general al sistemelor de amplificare şi transmisie, adică între semnalul la intrarea lanţului $x_1(t)$ şi cel ideal, dorit la ieşirea lui $x_{2i}(t)$, trebuie să existe relaţia :

$$x_{2i}(t) = A \cdot x_1(t - \tau), \qquad (1)$$

unde A — amplificarea sistemului şi τ — timpul de întîrziere sînt constante determinate pentru un anumit sistem, invariabile în raport cu timpul.

În cazul sistemelor în care nu se admite întîrzierea semnalelor în lanţul de măsură respectiv, condiţia de fidelitate devine mai restrictivă, relaţia dintre semnalul ideal de ieşire şi cel de intrare reducîndu-se la forma :

$$x_{2i}(t) = A \cdot x_1(t). \qquad (2)$$

Aceste condiţii pot fi exprimate prin relaţii cunoscute, la fel de simple, în domeniul timp pentru răspunsul sistemului la impulsul unitar, iar în domeniul frecvenţă pentru modulul şi faza funcţiei de transfer a sistemului.

Cum condiţiile arătate nu sînt în general îndeplinite, sarcina analizei unor astfel de sisteme constă în determinarea erorilor provenite din diferenţa dintre semnalul de ieşire ideal, exprimat prin (1), respectiv (2), şi cel real $x_2(t)$, denumite erori dinamice, care constituie de fapt o măsură a fidelităţii de reproducere a semnalului variabil în timp şi exprimă în fond comportarea dinamică a sistemului de măsură considerat.

Un rol esenţial în studiul erorilor dinamice îl joacă modul de apreciere al acestora. În general există două criterii de apreciere a lor, unul referindu-se la valorile maxime admise, iar altul la valoarea mediată pe un anumit interval de timp. În practică ele se aplică diferenţiat, în funcţie de scopul urmărit prin măsurare, primul criteriu aplicîndu-se în cazurile în care nu este admisă în nici un moment o eroare dinamică de măsurare care să depăşească o limită impusă, în timp ce în cazurile în care nu este atît de importantă valoarea momentană a mărimii măsurate cît tendinţa ei de variaţie, se aplică criteriul valorilor mediate ale erorilor. Dintre acestea cel mai des utilizată este valoarea medie pătratică, care exprimă puterea medie a erorii pe o sarcină egală cu unitatea.

Scopul acestei lucrări îl constituie stabilirea unor relaţii de calcul pentru valorile medii pătratice ale erorilor determinate de comportarea dinamică a sistemelor liniare, în cazul în care se dispune de informaţii de natură statistică asupra semnalului de măsurat, concretizate în cunoaşterea funcţiei sale de autocorelaţie $R_{11}(\tau)$ sau a densităţii spectrale $S_{11}(\omega)$. Acestea pot fi determinate, de exemplu, din înregistrearea anterioară a semnalului sau în anumite cazuri pot fi calculate în baza datelor de care se dispune asupra provenienţei semnalului. Metodele statistice au căpătat în ultimul timp aplicaţii tot mai largi în rezolvarea unor probleme asemănătoare, în special în domeniul reglajului automat, o introducere în tratarea lor sistematică putînd fi găsită în lucrările [1], [2], [3].

Se consideră că semnalele supuse măsurării sînt staţionare şi ergodice, condiţie care nu restrînge prea mult utilitatea studiului, dată fiind generalitatea răspîndirii în practică a acestei clase de semnale.

Întrucît din punctul de vedere al calculului matematic al erorilor introduse de comportarea dinamică a lanţului de măsură, sistemele în care nu este admisă întîrzierea semnalelor constituie un caz particular al celor în care întîrzierea lor este permisă (2), rezultînd din (1) pentru $\tau = 0$, metoda de calcul va fi dezvoltată pentru cazul considerat mai general, rezultatele putînd fi apoi particularizate. De remarcat că atunci cînd clasa semnalelor de măsurat este dată statistic prin $R_{11}(\tau)$ sau $S_{11}(\omega)$, devine de asemenea posibil, prin aceeaşi metodă, calculul erorilor introduse de un circuit în calitate de sistem de anticipare. Această problemă prezintă un interes deosebit în sistemele automate, în care reglajul unor parametri trebuie făcut cu anticipaţie. Întru-

* Ing. *I. Ruginâ* este cercetător principal la Centrul de mecanica solidelor al Academiei.

cît semnalul dorit în acest caz la ieşirea sistemului este de forma :

$$x_{2i}(t) = A \cdot x_1(t + \tau), \qquad (3)$$

metodica şi formulele generale de calcul al erorilor rămîn aceleaşi ca în cazul întîrzierii semnalelor cu deosebirea că τ va schimba de semn. Problematica generală a anticipării şi în special sinteza prin metode statistice a unor sisteme optime care să realizeze concomitent operaţiile de anticipare şi filtrare după criteriul erorii medii pătratice minime sînt tratate în lucrările [4], [5], care dau însă o rezolvare mult prea generală a problemelor, astfel că aplicarea lor directă în cazuri practice este dificilă.

1. Relaţii de calcul în domeniul timp

Dacă se consideră $x_1^{(k)}(t)$ o realizare particulară a procesului staţionar şi ergodic la intrarea sistemului şi $x_2^{(k)}(t)$ realizarea corespunzătoare la ieşire, atunci eroarea dinamică $\varepsilon^{(k)}(t)$, care va constitui tot o realizare a unui proces staţionar ergodic, se va exprima în cazul general prin :

$$\varepsilon^{(k)}(t) = A \cdot x_1^{(k)}(t - \tau) - x_2^{(k)}(t). \qquad (4)$$

Valoarea medie pătratică σ a erorii dinamice se exprimă prin :

$$\sigma^2 = \lim_{T\to\infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^{+T} [\varepsilon^{(k)}(t)]^2 \, dt. \qquad (5)$$

Ţinînd seamă de (4) se obţine :

$$\sigma^2 = \lim_{T\to\infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^{+T} [A \cdot x_1^{(k)}(t - \tau) - x_2^{(k)}(t)]^2 \, dt =$$

$$= A^2 \lim_{T\to\infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^{+T} [x_1^{(k)}(t - \tau)]^2 dt +$$

$$+ \lim_{T\to\infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^{+T} [x_2^{(k)}(t)]^2 \, dt - \qquad (6)$$

$$- 2A \lim_{T\to\infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^{+T} x_1^{(k)}(t - \tau) \, x_2^{(k)}(t) dt.$$

În relaţia de mai sus pot fi recunoscute expresiile funcţiilor de autocorelaţie şi intercorelaţie ale semnalelor de intrare şi ieşire, adică :

$$R_{11}(0) = \lim_{T\to\infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^{+T} [x_1^{(k)}(t - \tau)]^2 \, dt ;$$

$$R_{22}(0) = \lim_{T\to\infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^{+T} [x_2^{(k)}(t)]^2 \, dt ; \qquad (7)$$

$$R_{21}(\tau) = \lim_{T\to\infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^{+T} x_1^{(k)}(t - \tau) x_2^{(k)}(t) dt.$$

Deci, din (6) se poate obţine acum expresia erorii dinamice medii pătratice sub forma :

$$\sigma^2 = A^2 R_{11}(0) + R_{22}(0) - 2A \cdot R_{21}(\tau). \qquad (8)$$

Dacă se raportează valoarea σ obţinută la valoarea medie pătratică a semnalului ideal de ieşire, se obţine valoarea medie pătratică relativă σ_r a erorii dinamice, care poate oferi o imagine mai clară a gradului de distorsionare a semnalului la trecerea sa prin sistemul analizat. Cum valoarea medie pătratică a semnalului ideal de ieşire este $A\sqrt{R_{11}(0)}$ rezultă că valoarea medie pătratică relativă σ_r a erorii dinamice va fi dată de expresia :

$$\sigma_r^2 = 1 + \frac{R_{22}(0)}{A^2 R_{11}(0)} - \frac{2R_{21}(\tau)}{AR_{11}(0)}. \qquad (9)$$

Dacă este dată funcţia pondere $y(t)$ a sistemului, considerat liniar, atunci σ şi σ_r se pot exprima numai în funcţie de autocorelaţia semnalului la intrarea sistemului, întrucît autocorelaţia semnalului de ieşire şi intercorelaţia între semnalele de ieşire şi intrare pot fi exprimate în acest caz prin autocorelaţia semnalului de intrare [6], [7], conform relaţiilor :

$$R_{22}(\tau) = \int_{-\infty}^{+\infty} y(t_1) dt_1 \int_{-\infty}^{+\infty} R_{11}(\tau + t_2 - t_1) y(t_2) dt_2 ; \qquad (10)$$

$$R_{21}(\tau) = \int_{-\infty}^{+\infty} R_{11}(\tau - t) y(t) dt. \qquad (11)$$

Din (10) rezultă în particular :

$$R_{22}(0) = \int_{-\infty}^{+\infty} y(t_1) dt_1 \int_{-\infty}^{+\infty} R_{11}(t_2 - t_1) y(t_2) dt_2. \qquad (12)$$

Dacă se înlocuiesc în (8) şi (9) expresiile $R_{21}(\tau)$ şi $R_{22}(0)$ date de (11) şi (12), se obţin pentru σ şi σ_r relaţiile :

$$\sigma^2 = A^2 R_{11}(0) + \int_{-\infty}^{+\infty} y(t_1) dt_1 \int_{-\infty}^{+\infty} R_{11}(t_2 - t_1) \times$$

$$\times y(t_2) dt_2 - 2A \int_{-\infty}^{+\infty} R_{11}(\tau - t) y(t) dt ; \qquad (13)$$

$$\sigma_r^2 = 1 + \frac{1}{A^2} \int_{-\infty}^{+\infty} y(t_1) dt_1 \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{R_{11}(t_2 - t_1)}{R_{11}(0)} y(t_2) dt_2 -$$

$$- \frac{2}{A} \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{R_{11}(\tau - t)}{R_{11}(0)} y(t) dt. \qquad (14)$$

Cum în cazul proceselor aleatoare de valoare medie nulă, rapoartele de forma $R_{11}(t)/R_{11}(0)$ reprezintă tocmai funcţia de corelaţie normată, expresia (14) se simplifică în acest caz în consecinţă.

2. Relaţii de calcul în domeniul frecvenţă

În unele cazuri se dovedeşte a fi mai utilă exprimarea valorii medii pătratice a erorii dinamice în funcţie de densitatea spectrală a semnalului de intrare $S_{11}(\omega)$. Operînd în domeniul frecvenţă, sistemul va fi considerat cunoscut dacă este dată funcţia sa de transfer $Y(j\omega)$, de modul $Y(\omega)$ şi fază $\varphi(\omega)$, adică: $Y(j\omega) = Y(\omega)e^{j\varphi(\omega)}$.

Exprimînd funcţiile de corelaţie prin densităţile lor spectrale şi ţinînd seamă de relaţiile între densităţile spectrale ale semnalelor la intrarea şi ieşirea aceluiaşi sistem [6], [7], se obţine pe rînd:

$$R_{11}(0) = \frac{1}{\pi}\int_0^{+\infty} S_{11}(\omega)\mathrm{d}\omega; \qquad (15)$$

$$R_{22}(0) = \frac{1}{\pi}\int_0^{+\infty} S_{22}(\omega)\mathrm{d}\omega =$$

$$= \frac{1}{\pi}\int_0^{+\infty} Y^2(\omega)S_{11}(\omega)\mathrm{d}\omega; \qquad (16)$$

$$R_{21}(\tau) = \frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{+\infty} S_{21}(j\omega)e^{j\omega\tau}\mathrm{d}\omega =$$

$$= \frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{+\infty} Y(j\omega)S_{11}(\omega)e^{j\omega\tau}\,\mathrm{d}\omega =$$

$$= \frac{1}{\pi}\int_0^{\infty} Y=(\omega)\, S_{11}(\omega)\cos(\varphi + \omega\tau)\mathrm{d}\omega. \qquad (17)$$

Înlocuind expresiile de mai sus în (8) şi respectiv (9), se obţin în final pentru σ şi σ_r relaţiile:

$$\sigma^2 = \frac{1}{\pi}\int_0^{\infty} [A^2 + Y^2(\omega) -$$

$$- 2AY(\omega)\cos(\varphi + \omega\tau)]\, S_{11}(\omega)\mathrm{d}\omega; \qquad (18)$$

$$\sigma_r^2 = \frac{\int_0^{\infty}\left[1 + \frac{Y^2(\omega)}{A^2} - \frac{2Y(\omega)}{A}\cos(\varphi+\omega\tau)\right]S_{11}(\omega)\mathrm{d}\omega}{\int_0^{\infty} S_{11}(\omega)\mathrm{d}\omega}. \qquad (19)$$

3. Optimizarea rezultatelor

De obicei A şi τ sînt constante determinate, adoptate în baza unor anumite criterii la proiectarea şi etalonarea sistemului de măsură respectiv. În general A şi τ sînt alese drept valorile corespunzătoare amplificării şi, respectiv, timpului de întîrziere pentru frecvenţa considerată centrală în banda de trecere a sistemului, acest criteriu fiind echivalent de cele mai multe ori cu acela al alegerii valorii maxime pentru A şi minime pentru τ, în funcţie de frecvenţă.

Se remarcă faptul că A şi τ pot fi alese astfel încît valoarea medie pătratică relativă a erorii dinamice să fie minimă, criteriu care este evident mult mai avantajos în anumite cazuri, discutate anterior. Pentru aceasta, după obţinerea lui σ_r pentru sistemul respectiv, prin una din expresiile mai sus menţionate, se determină A şi τ prin condiţiile:

$$\frac{\partial\sigma_r}{\partial A} = 0, \text{ pentru } \frac{\partial^2\sigma_r}{\partial A^2} > 0;$$

$$\frac{\partial\sigma_r}{\partial\tau} = 0, \text{ pentru } \frac{\partial^2\sigma_r}{\partial\tau^2} > 0.$$

Etalonînd sistemul de măsură după valorile A şi τ astfel obţinute, acesta va deveni, pentru clasa de semnale dată, un sistem optimal din punctul de vedere al erorilor dinamice medii pătratice.

Evident, pentru simplitatea calculelor, în obţinerea valorilor optime ale lui A şi τ, condiţiile arătate pot fi impuse, în anumite cazuri, direct lui σ_r^2, iar derivarea să se facă în raport cu funcţii de A sau τ, aşa cum se va proceda într-un exemplu de calcul dat în continuare.

În cazul în care nu este admisă decalarea în timp a semnalelor, se simplifică atît relaţiile (6) — (19), întrucît în acest caz $\tau = 0$, cît şi optimizarea după media pătratică a erorii dinamice a sistemului, care va fi făcută acum în funcţie doar de un singur parametru, şi anume de amplificarea sistemului A.

4. Exemple de calcul

4.1. Să se considere un lanţ de măsură format dintr-un amplificator de curent continuu, limitat la frecvenţe înalte de către capacităţile parazite C_p ale unor elemente de montaj. Funcţia pondere a sistemului se poate considera în acest caz ca fiind:

$$y(t) = A_1\alpha e^{-\alpha t}, \text{ pentru } t \geqslant 0;$$

$$y(t) = 0, \qquad \text{pentru } t < 0,$$

în care A_1 este amplificarea sistemului în lipsa limitării benzii, adică atunci cînd se neglijează efectul capacităţilor parazite, iar $\frac{1}{\alpha} = RC_p$ este constanta de timp a filtrului trece-jos format din capacităţile parazite C_p şi rezistenţa R a circuitului respectiv.

Să se calculeze valoarea absolută şi relativă a erorii medii pătratice dată de comportarea dinamică a acestui lanţ, pentru clasa de semnale a cărei funcţie de autocorelaţie se exprimă prin:

$$R_{11}(\tau) = R_0\, e^{-\beta|\tau|},$$

caz larg întîlnit în aplicaţiile practice.

Utilizînd relaţiile de calcul în domeniul timp, se obţine pe rînd :

$$\int_{-\infty}^{+\infty} R_{11}(t_2 - t_1)\, y(t_2)\mathrm{d}t_2 = \frac{\alpha A_1 R_0}{\beta - \alpha}(\mathrm{e}^{-\alpha t_1} - \mathrm{e}^{-\beta t_1}) + \frac{\alpha A_1 R_0}{\alpha + \beta}\mathrm{e}^{-\alpha t_1}.$$

Apoi :

$$\int_{-\infty}^{+\infty} y(t_1)\mathrm{d}t_1 \int_{-\infty}^{+\infty} R_{11}(t_2 - t_1) y(t_2)\mathrm{d}t_2 = \frac{\alpha A_1^2 R_0}{\alpha + \beta}.$$

De asemenea, pentru $\tau \geqslant 0$:

$$\int_{-\infty}^{+\infty} R_{11}(\tau - t) y(t)\mathrm{d}t = \frac{\alpha A_1 R_0}{\alpha^2 - \beta}[(\alpha + \beta)\mathrm{e}^{-\beta\tau} - 2\beta\mathrm{e}^{-\alpha\tau}],$$

iar cînd τ ia valori negative, deci în cazul anticipării :

$$\int_{-\infty}^{+\infty} R_{11}(\tau - t) y(t)\mathrm{d}t = \frac{\alpha A_1 R_0 \mathrm{e}^{\beta\tau}}{\alpha + \beta.}.$$

În final se obţine :

$$\sigma^2 = A^2 R_0 + \frac{\alpha}{\alpha + \beta} A_1^2 R_0 - \frac{2\alpha}{\alpha^2 - \beta^2} \times \times [(\alpha + \beta)\mathrm{e}^{-\beta\tau} - 2\beta\mathrm{e}^{-\alpha\tau}] A_1 A R_0,\ \tau \geqslant 0\ ; \quad (20)$$

$$\sigma_r^2 = 1 + \frac{\alpha}{\alpha + \beta}\left(\frac{A_1}{A}\right)^2 - \frac{2\alpha}{\alpha^2 - \beta^2} \times \times \left[(\alpha + \beta)\mathrm{e}^{-\beta\tau} - 2\beta\mathrm{e}^{-\alpha\tau}\right]\frac{A_1}{A},\ \tau \geqslant 0\ ; \quad (21)$$

$$\sigma^2 = A^2 R_0 + \frac{\alpha}{\alpha + \beta} A_1^2 R_0 - \frac{2\alpha}{\alpha + \beta}\mathrm{e}^{\beta\tau} A_1 A R_0\ ,\quad \tau < 0\ ; \quad (22)$$

$$\sigma_r^2 = 1 + \frac{\alpha}{\alpha + \beta}\left(\frac{A_1}{A}\right)^2 - \frac{2\alpha\mathrm{e}^{\beta\tau}}{\alpha + \beta}\cdot\frac{A_1}{A},\ \tau < 0. \quad (23)$$

a) În cazul în care decalarea în timp a semnalului nu este admisă ($\tau = 0$), expresiile σ^2 şi σ_r^2 devin :

$$\sigma^2 = A^2 R_0 + \frac{\alpha}{\alpha + \beta} A_1^2 R_0 - \frac{2\alpha}{\alpha + \beta} A A_1 R_0\ ;$$

$$\sigma_r^2 = 1 + \frac{\alpha}{\alpha + \beta}\left(\frac{A_1}{A}\right)^2 - \frac{2\alpha}{\alpha + \beta}\cdot\frac{A_1}{A}.$$

Din condiţia de minim a lui σ_r în raport cu A, rezultă în acest caz ca valoare optimă chiar $A = A_1$, iar σ_r minim are valoarea :

$$\sigma_r^2 = \frac{\beta}{\alpha + \beta}. \quad (24)$$

b) În cazul în care este admisă obţinerea întîrziată a semnalului măsurat, se pot găsi valorile optime ale lui A şi τ pentru care σ_r din relaţia (21) este minim.

Din condiţia :

$$\frac{\partial \sigma_r^2}{\partial \tau} = 0,$$

rezultă :

$$(\alpha + \beta)\mathrm{e}^{-\beta\tau} = 2\alpha\mathrm{e}^{-\alpha\tau},$$

deci :

$$\tau = \frac{1}{\alpha - \beta}\ln\frac{2\alpha}{\alpha + \beta}.$$

Cum pentru această valoare :

$$\frac{\partial^2 \sigma_r^2}{\partial \tau^2} = 2\alpha\beta\left(\frac{2\alpha}{\alpha + \beta}\right)^{\frac{\beta}{\beta - \alpha}}\cdot\frac{A_1}{A} > 0,$$

rezultă că ea reprezintă o valoare optimă.

La fel, din condiţia :

$$\frac{\partial \sigma_r^2}{\partial z} = 0,\ \text{unde}\ z = \frac{A_1}{A},$$

rezultă :

$$A = A_1\frac{\alpha - \beta}{(\alpha + \beta)\mathrm{e}^{-\beta\alpha} - 2\beta\mathrm{e}^{-\alpha\tau}}.$$

Întrucît :

$$\frac{\partial^2 \sigma_r^2}{\partial z^2} = \frac{2\alpha}{\alpha + \beta} > 0,$$

înseamnă că valoarea A găsită este de asemenea optimă.

Înlocuind valorile A şi τ găsite, în expresia (21) se obţine valoarea minimă a lui σ_r^2 :

$$\sigma_r^2 = 1 - 2\left(\frac{2\alpha}{\alpha + \beta}\right)^{\frac{\beta + \alpha}{\beta - \alpha}}. \quad (25)$$

c) Din relaţia (23) se observă că, în cazul anticipării ($\tau < 0$), σ_r^2 creşte continuu cu creşterea timpului de anticipare, deci nu poate fi făcută o optimizare în raport cu τ. Optimizarea în raport cu A duce la condiţia $A = A_1$.

Pentru a face o evaluare comparativă a rezultatelor obţinute, se ia ca exemplu numeric : $\frac{\alpha}{\beta} = 10^3$.

Se obţine în cazul a) din relaţia (24) :

$$\sigma_r^2 = 0{,}000999,$$

deci :

$$\sigma_r = 0{,}0316 = 3{,}16\,\%,$$

iar în cazul b) din relaţia (25):

$$\sigma_r^2 = 0{,}00040,$$

deci:

$$\sigma_r = 0{,}02 = 2\%.$$

Pentru ilustrarea grafică a comportării acestui sistem, atunci cînd $A = A_1$, pentru clasa de semnale considerată, au fost reprezentate curbele de variaţie ale lui σ_r în funcţie de decalajul relativ $\tau_r = \beta\tau$ pentru diferite valori ale parametrului $\alpha_r = \frac{\alpha}{\beta}$. Pentru valori pozitive ale lui τ_r, adică în cazul întîrzierii, curbele au fost trasate după relaţia (21), iar pentru valori negative — cazul anticipării — după relaţia (23).

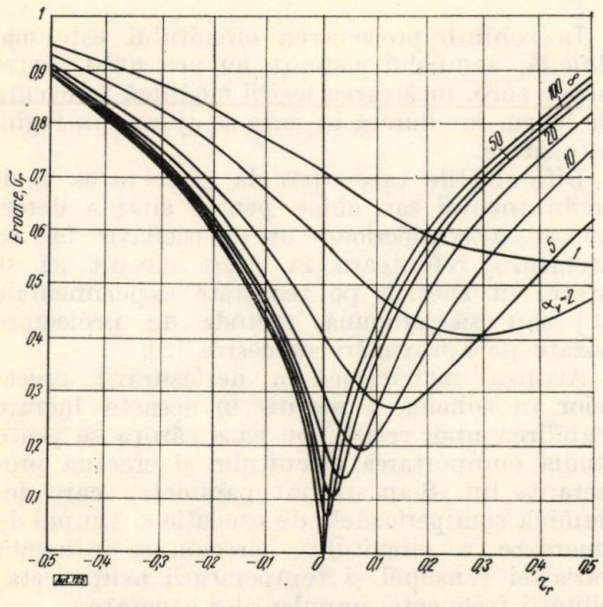


Fig. 1.

Din diagramele trasate în figura 1 se observă că valoarea minimă a erorii relative care se poate obţine în acest caz pentru sistemul considerat este cu atît mai mică cu cît α_r are valori mai mari. De asemenea, cu creşterea lui α_r scad şi valorile optime ale timpului de întîrziere.

Trasarea unor astfel de diagrame simplifică mult rezolvarea anumitor probleme de analiză şi sinteză statistică a sistemelor respective.

4.2. Se consideră acum lanţul de măsură format dintr-un amplificator, limitat la frecvenţe joase de către un circuit de cuplaj între etaje RC, şi se calculează la fel valoarea absolută şi relativă a erorii medii pătratice, dată de comportarea sa dinamică, pentru aceeaşi clasă de semnale, ca în exemplul precedent. Cum funcţia pondere a sistemului este în acest caz mai complexă, întrucît conţine şi funcţia Dirac, calculul erorilor dinamice medii pătratice se efectuează mai simplu în domeniul frecvenţă.

Funcţia de transfer a sistemului considerat se exprimă prin:

$$Y(j\omega) = \frac{j\omega A_1}{\alpha + j\omega},$$

unde $\frac{1}{\alpha} = RC$ reprezintă constanta de timp a circuitului de cuplaj, iar A_1 — amplificarea sistemului în lipsa limitării benzii.

Se va folosi, pentru calculul erorii dinamice medii pătratice, relaţia (18), dezvoltată sub forma:

$$\sigma^2 = \frac{1}{\pi}\int_0^\infty [A^2 + Y^2(\omega) - 2AY(\omega)(\cos\varphi\cos\omega\tau - \sin\varphi\sin\omega\tau) S_{11}(\omega)d\omega. \quad (26)$$

Utilizînd teorema Wiener-Hincin [6], pentru clasa de semnale dată, se obţine:

$$S_{11}(\omega) = 2\int_0^\infty R_0 e^{-\beta\tau}\cos\omega\tau d\omega = \frac{2\beta R_0}{\beta^2 + \omega^2},$$

iar din expresia funcţiei de transfer rezultă:

$$Y(\omega) = \frac{\omega A_1}{\sqrt{\omega^2 + \alpha^2}}; \cos\varphi = \frac{\omega}{\sqrt{\omega^2 + \alpha^2}}; \sin\varphi = \frac{\alpha}{\sqrt{\omega^2 + \alpha^2}}.$$

Înlocuind în (26) aceste expresii, se obţine:

$$\sigma^2 = \frac{1}{\pi}\int_0^\infty \left[A^2 + \frac{\omega^2 A_1^2}{\alpha^2 + \omega^2} - \frac{2AA_1\omega}{\alpha^2 + \omega^2}(\omega\cos\omega\tau - \alpha\sin\omega\tau)\right]\frac{2\beta R_0}{\beta^2 + \omega^2}d\omega,$$

iar după efectuarea calculelor rezultă:

$$\sigma^2 = A^2 R_0 + \frac{\beta}{\alpha + \beta}A_1^2 R_0 - \frac{2\beta}{\beta^2 - \alpha^2}\left[(\alpha + \beta)e^{-\beta\tau} - 2\alpha e^{-\alpha\tau}\right]AA_1R_0.$$

La fel, din (19), se găseşte eroarea dinamică relativă:

$$\sigma_r^2 = 1 + \frac{\beta}{\alpha + \beta}\left(\frac{A_1}{A}\right)^2 - \frac{2\beta}{\beta^2 - \alpha^2}\left[(\alpha + \beta)e^{-\beta\tau} - 2\alpha e^{-\alpha\tau}\right]\frac{A_1}{A}.$$

Rezultatele obţinute pot fi în mod asemănător utilizate, după modelul din exemplul precedent, pentru determinarea erorilor dinamice în cazurile particulare specificate.

BIBLIOGRAFIE

[1] Solodovnikov, V. V. *Vvedenie v statisticeskuiu dinamiku sistem avtomaticeskogo upravlenia.* Moscova. Gosu-darst vennoe izdatelstvo tehniko-teoreticeskoi literaturî, 1952.

[2] Pugacev, V. S. *Teoria sluciainth funkţii i ee primenenie k zadaciam avtomaticeskogo upravlenia.* Moscova, Gosudarstvennoe izdatelstvo tehniko-teoreticeskoi literaturî, 1957.

[3] Tihonov, V. I. *Statisticeskaia radiotehnika.* Moscova, Izdatelstvo Sovetskoe Radio, 1966.

[4] Wiener, N. *The extrapolation, interpolation and smoothing of stationary time series.* New York, John Wiley, 1949.

[5] Bode, H. W. şi Shannon, C. E. *A simplified derivation of linear least square smoothing and prediction theory.* În: PIRE 38, 1950, p. 417—425.

[6] Spătaru, Al. *Teoria transmisiunii informaţiei.* Bucureşti, Editura tehnică, 1965.

[7] Robson, J. D. *An introduction to random vibration.* Edinburgh, Edinburgh university press, 1964.

DAN NEGREANU* — Bucureşti

Studiul unui multivibrator cu transistoarele conectate în serie

1. Introducere

În literatură [1], [2] a apărut descrierea unui tip nou de multivibrator, la care transistoarele sînt conectate în serie, iar un cuplaj între ele se face prin emitoare (fig. 1). Un astfel de circuit este utilizat, de exemplu, ca generator de tact în sistemul de comandă cu siguranţă la defectare TRANSLOG SF [4].

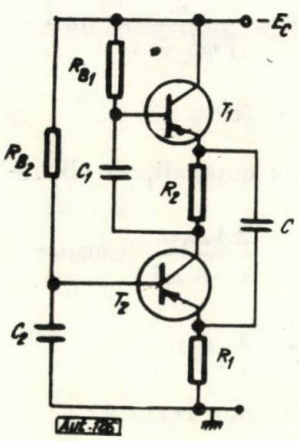


Fig. 1. Circuitul multivibrator cu transistoarele conectate în serie.

Acest tip de multivibrator are o serie de avantaje faţă de circuitul astabil obişnuit cu cuplaje colector-bază :

— domeniu larg de frecvenţe în care poate lucra ; posibilitatea de reglare a frecvenţei prin variaţia unei singure piese, fără influenţarea raportului semnal/pauză ;
— fronturi ale impulsurilor rapide ;
— stabilitate relativ ridicată la variaţiile tensiunii de alimentare şi temperaturii ;
— consum redus de putere, numai într-o semiperioadă ;
— pornire sigură.

În schimb proiectarea circuitului este mai dificilă, semnalul generat nu are unul dintre nivele zero, încărcarea ieşirii modifică frecvenţa de lucru, iar durata în care se ajunge în regim este mare.

Dificultăţile care apar la proiectarea multivibratorului sau chiar pentru simpla determinare a semiperioadelor de oscilaţie fac ca literatura referitoare la acest circuit să se axeze, în special, pe rezultate experimentale [1] sau să propună metode de proiectare bazate pe aproximări succesive [2].

Analiza matematică a desfăşurării proceselor în schemă a permis în această lucrare stabilirea unor relaţii, pe baza cărora se poate studia comportarea circuitului şi efectua proiectarea lui. S-au studiat parametrii care determină semiperioadele de oscilaţie şi timpul de amorsare a circuitului, precum şi influenţa variaţiei tensiunii şi temperaturii asupra stabilităţii frecvenţei impulsurilor generate.

2. Funcţionarea circuitului

Se presupune că s-au luat condensatoarele C_1 şi C_2 suficient de mari astfel încît o dată încărcate în cadrul procesului de amorsare a multivibratorului, tensiunea lor practic să nu varieze în regimul de producere a oscilaţiilor.

Transistoarele T_1 şi T_2 lucrează succesiv unul saturat, celălalt blocat. Cînd T_1 intră în saturaţie condensatorul C se încarcă prin transistor şi prin rezistenţa R_1. Curentul de încărcare menţine emitorul transistorului T_2 la o tensiune care îl blochează. Curentul scăzînd, la un moment dat transistorul T_2 se deschide, saltul pozitiv al tensiunii colectorului său se transmite prin condensatorul C_1 bazei transistorului T_1 scoţîndu-l din saturaţie. În emitorul transistorului T_1 apare un salt de tensiune pozitiv care, transmis prin condensatorul C, accelerează deschiderea transistorului T_2. Procesul în avalanşă conduce la blocarea transis-

* Ing. *D. Negreanu* este cercetător ştiinţific principal la I.P.A.

torului T_1 şi saturarea transistorului T_2. Condensatorul C începe să se descarce prin rezistenţa R_2 şi transistorul T_2, menţinînd emitorul transistorului T_1 la o tensiune suficientă pentru a-l bloca. Curentul de descărcare scăzînd, după un timp transistorul T_1 se deschide, prin aceleaşi cuplaje se produce reacţia, scăderea curentului transistorului T_2 şi blocarea acestuia, respectiv intrarea în saturaţie a transistorului T_1.

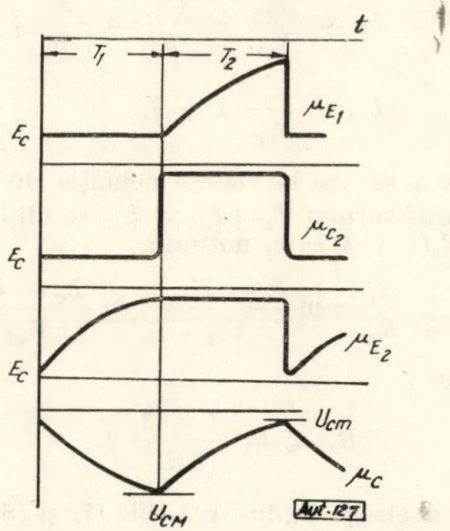


Fig. 2. Forma semnalelor în emitorul transistorului $T_1(u_{E1})$, colectorul (u_{C2}) şi emitorul transistorului $T_2(u_{E2})$ şi pe condensatorul $C(u_C)$.

Formele de undă caracteristice circuitului, care apar în emitorul transistorului T_1 în colectorul şi în emitorul transistorului T_2 şi pe condensatorul C, sînt reprezentate în figura 2. Forma tensiunii în baza transistorului T_1 este identică cu cea din colectorul transistorului T_2. Colectorul transistorului T_1 şi baza transistorului T_2 rămîn la tensiuni constante.

3. Determinarea duratei semiperioadelor de oscilaţie *

Dacă se consideră tensiunea maximă pe condensatorul C încărcat U_{CM} şi tensiunea minimă pe acelaşi condensator descărcat U_{Cm}, se pot deduce uşor duratele T_1 şi T_2 care compun perioada de oscilaţie. T_1 este semiperioada în care este deschis transistorul T_1 iar T_2 semiperioada în care este deschis transistorul T_2:

$$T_1 = CR_1 \ln \frac{E_c - U_{Cm} - U_{CE}}{E_c - U_{CM} - U_{CE}}; \qquad (1)$$

$$T_2 = CR_2 \ln \frac{U_{CM} - U_{CE}}{U_{Cm} - U_{CE}}, \qquad (2)$$

în care U_{CE} este tensiunea colector-emitor a transistorului saturat.

Tensiunea minimă U_{Cm} la care se descarcă condensatorul C, corespunzînd momentului în care prin deschiderea transistorului T_1 începe procesul regenerativ, este dependentă de tensiunea cvasiconstantă U_{C1} pe condensatorul C_1:

$$U_{Cm} = U_{C1} - U_{BE}^* + U_{CE}, \qquad (3)$$

în care U_{BE}^* este tensiunea bază-emitor la care începe producerea procesului regenerativ.

Tensiunea maximă U_{CM} la care se încarcă condensatorul C, corespunzînd momentului de deschidere a transistorului T_2, este dependentă de tensiunea cvasiconstantă U_{C2} pe condensatorul C_2:

$$U_{CM} = E_c - U_{C2} + U_{BE}^* - U_{CE}. \qquad (4)$$

Ţinînd seamă de (3) şi (4), relaţiile (1) şi (2) devin:

$$T_1 = CR_1 \ln \frac{E_c - U_{C1} + U_{BE}^* - 2U_{CE}}{U_{C2} - U_{BE}^*}; \qquad (5)$$

$$T_2 = CR_2 \ln \frac{E_c - U_{C2} + U_{BE}^* - 2U_{CE}}{U_{C1} - U_{BE}^*}. \qquad (6)$$

S-a obţinut astfel o exprimare a duratelor semiperioadelor în funcţie de parametrii cvasiconstanţi U_{C1} şi U_{C2}.

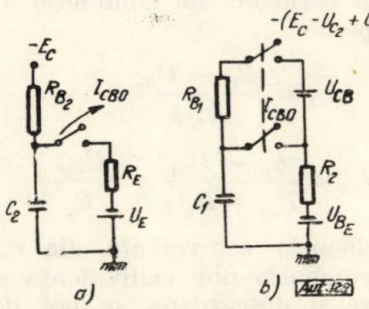


Fig. 3. Schemele echivalente de încărcare şi descărcare a condensatoarelor $C_2(a)$ şi $C_1(b)$.

Aceste tensiuni se pot determina pe baza schemelor de încărcare şi descărcare a condensatoarelor C_1 şi C_2 (fig. 3) [3]. Se poate presupune că aceste condensatoare au fost alese astfel încît tensiunea pe ele în regimul cvasistaţionar de producere a oscilaţiilor practic să nu varieze. Din schema echivalentă de încărcare şi descărcare a condensatorului C_2 (fig. 3a), în care:

$$R_E = R_1 || R_{B1} \quad \text{şi} \quad U_E = \frac{E_c - U_{CE} - U_{C1}}{R_1 + R_{B1}} R_1 + U_{BE}$$

* Se utilizează pentru cele două stări cvasistabile ale circuitului denumirea de semiperioade, deşi în general ele nu sînt egale.

se obţine scriind egalitatea sarcinilor de încărcare şi descărcare:

$$\left(\frac{E_C - U_{C2}}{R_{B2}} + I_{CBO}\right) T_1 = \frac{U_{C2} - \rho E_C - (1-\rho) U_E}{\rho R_{B2}} T_2,$$

în care s-a notat $\rho = R_E / [R_E + R_{B2}]$, relaţie din care se determină:

$$U_{C2} = \frac{1}{t_1 + \frac{t_2}{\rho}} \left[E_C + U_E \left(\frac{1}{\rho} - 1 \right) t_2 + R_{B2} I_{CBO} t_1 \right], \quad (7)$$

în care s-a notat $t_1 = T_1/[T_1 + T_2]$ şi $t_2 = T_2/[T_1 + T_2]$.

Din schema echivalentă de încărcare şi descărcare a condensatorului C_1 (fig. 3b) se obţine în mod analog:

$$\left(\frac{E_C - U_{C2} + U_{CB} - U_{C1}}{R_{B1}} + I_{CBO} \right) T_2 = \left(\frac{U_{C1} - U_{BE}}{R_2} + \frac{U_{CB}}{R_{B1}} \right) T_1,$$

din care se determină:

$$U_{C1} = (E_C - U_{C2}) \frac{R_2}{R_2 + \delta R_{B1}} + U_{BE} \frac{R_{B1}}{R_{B1} + R_2/\delta} + U_{CB} \frac{R_2(1-\delta)}{R_2 + \delta R_{B1}} + \frac{R_{B1} R_2}{R_2 + \delta R_{B1}} I_{CBO}, \quad (8)$$

în care s-a notat $\delta = t_1/t_2 = T_1/T_2$.

Din schema circuitului se poate deduce de asemenea cu uşurinţă valoarea curentului de colector maxim al fiecăruia din cele două transistoare, valoare pe care curentul o are la începutul perioadei de conducţie a transistorului respectiv:

$$\overline{I_{C1}} = \frac{E_C - U_{Cm}}{R_1/\alpha}; \quad (9)$$

$$\overline{I_{C2}} = \frac{E_C - U_{C1}}{R_{B1} + R_1/\alpha} + \frac{U_{CM}}{R_2}. \quad (10)$$

Din schemele echivalente ale circuitului (fig. 3), scriind din nou echivalenţa sarcinilor de încărcare şi descărcare, se pot determina curenţii de bază, practic constanţi în timpul conducţiei, care saturează transistoarele:

$$I_{B1} = \frac{E_C - U_{C1} - U_{C2}}{\delta R_{B1}}; \quad (11)$$

$$I_{B2} = \frac{E - U_{C2}}{R_{B2}} (1 + \delta). \quad (12)$$

4. Stabilirea relaţiilor de calcul

Relaţiile (1)...(8) sînt cele care redau exact, iar relaţiile (9)...(12), cu o foarte bună aproximaţie, valorile duratelor semiperioadelor, tensiunilor şi curenţilor din circuit. Pentru proiectare însă este necesară stabilirea unor expresii simplificate de la care să se pornească. Este utilă în special stabilirea unei relaţii simple între tensiunile U_{C2} şi U_{C1}. Aceste relaţii se obţin pe baza unor consideraţii valabile în general la schemele practice. Astfel în mod obişnuit se poate considera $R_1, R_2 \ll R_{B1}, R_{B2}$; $U_{CE}, U_{BE}, U_{C1}, U_{C2} \ll E_C$; $\rho \ll 1$.

În aceste condiţii relaţiile (10) şi (12) devin:

$$\overline{I_{C2}} \approx \frac{E_C}{R_{B1}} + \frac{U_{CM}}{R_2} \approx \frac{E_C}{R_2};$$

$$I_{B2} \approx \frac{E_C}{R_{B2}} (1 + \delta).$$

Dacă se are în vedere condiţia de saturare a transistorului T_2, $\beta I_{B2} \gg \overline{I_{C2}}$, se obţine $R_{B2} \leqslant \beta R_2 (1 + \delta)$ care, notînd:

$$K = \frac{1}{\delta} \frac{R_1}{R_2} \approx \ln \frac{E_C - U_{C2}}{U_{C1}} / \ln \frac{E_C - U_{C1}}{U_{C2}}, \quad (13)$$

devine:

$$R_{B2} \leqslant R_1 \frac{1 + \delta}{\delta K} \beta. \quad (14)$$

În aceleaşi condiţii relaţiile (7) şi (8) devin:

$$U_{C2} \approx \left(\frac{1}{t_2} \frac{R_1}{R_1 + R_{B2}} + \frac{R_1}{R_1 + R_{B1}} \right) E_C;$$

$$U_{C1} \approx \frac{R_2}{R_2 + \delta R_{B1}} E_C,$$

din care, pe baza relaţiilor (13) şi (14), se obţine valoarea minimă a tensiunii:

$$U_{C2} = \frac{\delta K}{\beta} E_C + K \delta^2 U_{C1}. \quad (15)$$

Dacă se notează $a = U_{C1}/E_C$ şi $u = U_{C2}/E_C$ relaţia (13) se poate scrie:

$$K = \ln \frac{1-u}{a} / \ln \frac{1-a}{u}.$$

O expresie a funcţiei $K(u)$ aproximativă dar liniară se poate obţine luînd primul termen obţinut prin dezvoltarea în serie Taylor în punctul $u = a$ a relaţiei de mai sus:

$$K = 1 + \frac{1-2a}{a(1-a)\ln\frac{1-a}{a}} (u - a) = 1 + A(u - a).$$

Valorile lui K calculate cu această expresie nu dau o eroare mai mare de 5% faţă de valoarea exactă.

Revenind la relaţia (15), aceasta poate fi scrisă în valori normate:

$$\underline{u} = K\delta\left(\frac{1}{\beta} + \delta a\right) = [1 + A(u - a)]\delta\left(\frac{1}{\beta} + \delta a\right),$$

de unde se poate extrage:

$$\underline{u} = \frac{(1 - Aa)\delta\left(\frac{1}{\beta} + \delta a\right)}{1 - A\delta\left(\frac{1}{\beta} + \delta a\right)} \quad (16)$$

Din aceasta se poate deduce că pentru a putea lua $u < a$ este necesar să se lucreze cu $\beta > \delta/a(1 - \delta^2)$ (ceea ce înseamnă, avînd $a = 1/12$, pentru $\delta = 1$, $\beta = \infty$, pentru $\delta = 0{,}9$, $\beta > 57$, pentru $\delta = 0{,}8$, $\beta > 27$ etc.)

5. Proiectarea circuitului

În mod normal se pune problema proiectării unui circuit care să genereze semnale cu semiperioadele date T_1 şi T_2. O soluţie optimă trebuie să asigure obţinerea unei amplitudini maxime a semnalului şi elemente de temporizare de valori minime. În continuare este descrisă o metodă de proiectare care conduce la această soluţie optimă.

La alegerea transistoarelor trebuie să se aibă în vedere în special frecvenţa de lucru. Astfel cu transistoare avînd factorul f_α de cîţiva megaherţi s-au obţinut semnale cu o frecvenţă limită de sute de kiloherţi (de exemplu cu EFT-307 avînd $f_\alpha = 7$ MHz, frecvenţa limită obţinută este 500 kHz). Pentru frecvenţe mai mari raportul dintre frecvenţa de tăiere şi frecvenţa limită este mai mare (de exemplu cu 2SC 116 avînd frecvenţa $f_1 = 70$ MHz, frecvenţa obţinută este 1,1 MHz [2]).

Se stabilesc valorile tensiunii de alimentare E_c şi curentului maxim admis prin transistor $\overline{I}_c$. Se alege mărimea tensiunii U_{c1}. O valoare cît mai scăzută înseamnă amplitudine de semnal şi temporizare maximă, dar din considerente de stabilitate nu este recomandabil să se coboare sub 1 volt.

Se determină minimul tensiunii U_{c2} care, aşa cum rezultă din relaţia (16), este o funcţie de U_{c1}, raportul $\delta = T_1/T_2$ şi factorul β al transistoarelor. Din aceleaşi considerente, dacă din calcul rezultă $U_{c2} < U_{c1} = 1$ V, se alege $U_{c2} = U_{c1}$. Se determină U_{cM} şi U_{cm} — relaţiile (3) şi (4) — şi raportul R_1/R_2 — relaţiile (1) şi (2) sau (5) şi (6). Valorile rezistenţelor R_1 şi R_2 se determină uşor din (9) şi (10), iar valorile maxime ale rezistenţelor R_{B1} şi R_{B2} din relaţiile (11) şi (12). Valoarea efectivă a rezistenţei R_{B1} se determină din relaţia (8). Se verifică valoarea obţinută pentru tensiunea U_{c2} — relaţia (7) — făcîndu-se ajustările necesare asupra lui R_{B2}. Condensatorul C rezultă din oricare din relaţiile de temporizare. Condensatoarele C_1 şi C_2 se aleg astfel încît să satisfacă condiţiile C_1R_2, $C_2R_1 > 100(T_1 + T_2)$.

În continuare este dat un exemplu de calcul.

Se cere proiectarea unui generator de semnale avînd semiperioadele $T_1 = T_2 = 50$ μs.

Se aleg transistoarele EFT-307. Se alege $E_c = 12$ V, $\overline{I}_c = 10$ mA. Se ia $U_{c1} = 1$ V. Se determină $a = U_{c1}/E_c = 0{,}0834$; $A = 4{,}55$. Pentru $\beta = 30$ se găseşte $u = 0{,}145$ ceea ce înseamnă $U_{c2} = 1{,}74$ V. Rezultă (considerînd $U_{CE} = 0{,}1$ V, $U_{BE} = 0{,}25$ V, $U^*_{BE} = 0{,}2$ V, $U_{CB} = 0{,}12$ V) $U_{Cm} = 0{,}9$ V şi $U_{CM} = 10{,}36$ V. Se determină $K = R_1/R_2 = 1{,}29$ şi $R_1 = 1{,}6$ kΩ; $R_2 = 1{,}2$ kΩ care conduc la curenţi $I_{c1} = 6{,}7$ mA; $I_{c2} = 9{,}5$ mA. Pentru acelaşi β rezultă valorile minime $I_{B1} = 0{,}23$ mA, $I_{B2} = 0{,}315$ mA cu ajutorul cărora se obţine $\overline{R}_{B1} = 40$ kΩ, $\overline{R}_{B2} = 65$kΩ. Din relaţia (8) rezultă însă $R_{B1} = 15$ kΩ, valoare care se reţine. Verificînd cu ajutorul relaţiei (7) ($\rho = 1/46$), se obţine $U_{c2} = 1{,}74$ V. Se determină $C = 16$ nF şi se aleg $C_1 = C_2 = 1$ μF.

Dacă s-ar cere semiperioade inegale $T_1 = 45$ μs, $T_2 = 55$ μs, ceea ce ar însemna $\delta = 0{,}818$, ar trebui luat $U_{c1} = U_{c2} = 1$ V. Ar rezulta în urma proiectării $R_1 = 1{,}2$ kΩ; $R_2 = 1{,}5$ kΩ; $R_{B1} = 25$ kΩ, $R_{B2} = 74$ kΩ; $C = 11$ nF.

Pentru $T_1 > T_2$, de exemplu $T_1 = 56{,}5$ μs, $T_2 = 43{,}5$ μs, $\delta = 1{,}3$ cu transistoare cu $\beta > 50$ s-ar obţine $u = 0{,}43$ deci $U_{c2} = 5{,}1$ V. Din calcul s-ar găsi $R_1 = 2{,}8$ kΩ; $R_2 = 800$Ω, $R_{B1} = 5$ kΩ, $R_{B2} = 82$ kΩ, $C = 25$ nF.

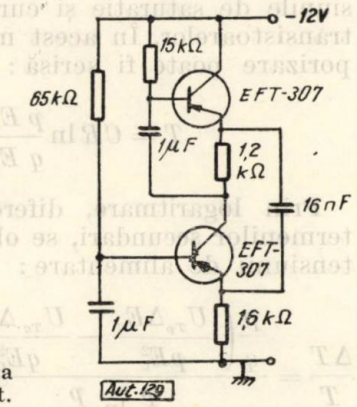


Fig. 4. Schema electrică a multivibratorului proiectat.

În figura 4 este reprezentată schema circuitului realizat în urma proiectării din exemplul dat. Măsurătorile efectuate au confirmat datele de calcul. Astfel s-a măsurat $T_1 = 49{,}6$ μs, $T_2 = 50{,}8$ μs, $U_{CM} = 10{,}4$ V, $U_{Cm} = 0{,}87$ V.

6. Stabilitatea frecvenţei

Frecvenţa semnalelor generate variază invers proporţional cu condensatorul C. În figura 5 sînt prezentate rezultatele experimentale obţinute. Se observă liniaritatea curbei la frecvenţe mai scăzute. Cu creşterea frecvenţei

devine sensibilă influenţa sarcinii stocate, capacităţilor parazite şi variţia cu frecvenţa a parametrilor transistoarelor.

După cum a fost prezentat, acest tip de multivibrator are o stabilitate bună a frecvenţei la variaţiile de tensiune de alimentare şi temperatură.

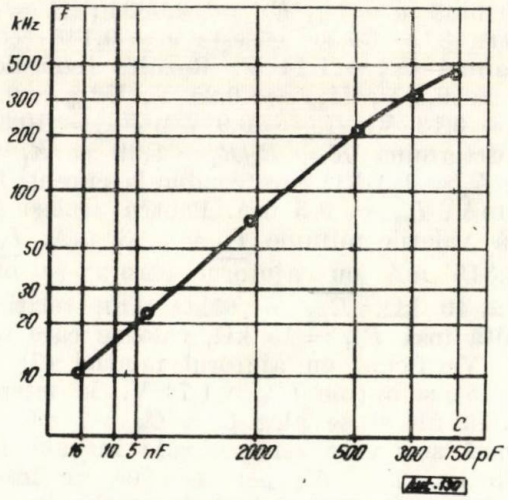


Fig. 5. Variaţia frecvenţei semnalelor generate în funcţie de capacitatea condensatorului C.

Pentru a calcula instabilitatea se consideră factorii care determină duratele semiperioadelor — relaţiile (5) şi (6) — formaţi dintr-o parte dependentă numai de tensiunea de alimentare E_C şi o parte U_T dependentă de tensiunile de saturaţie şi curenţii reziduali I_{CBO} ai transistoarelor. În acest mod o relaţie de temporizare poate fi scrisă:

$$T = CR \ln \frac{p E_C - U_{Tp}}{q E_C - U_{Tq}}. \qquad (17)$$

Prin logaritmare, diferenţiere şi neglijarea termenilor secundari, se obţine pentru variaţia tensiunii de alimentare:

$$\frac{\Delta T}{T} = \frac{\frac{p}{q}\left(\frac{U_{Tp}\Delta E_C}{pE_C^2} - \frac{U_{Tq}\Delta E_C}{qE_C^2}\right)}{\frac{p}{q}\ln\frac{p}{q}} = \frac{\frac{U_{Tp}}{pE_C} - \frac{U_{Tq}}{qE_C}}{\ln\frac{p}{q}} \frac{\Delta E_C}{E_C}. \qquad (18)$$

Pentru a obţine expresiile lui p, q, U_{Tp} şi U_{Tq} în cazul celor două semiperioade T_1 şi T_2 trebuie dezvoltaţi numărătorul şi numitorul, din relaţiile (5) şi (6), ţinînd seamă de relaţiile (7) şi (8).

Se obţine astfel pentru semiperioada T_1:

$$E_C - U_{C1} + U^*_{BE} - 2U_{CE} = E_C - E_C r_2 + E_C r_2 t + r_2 r_1 f E_C + r_2 f U_{BE} - r_2 r_1 f U_{CE} - b U_{BE} - r_2 (1 - \delta) U_{CB} + U^*_{BE} - 2U_{CE} - (b/\delta) R_2 I_{CBO};$$

$$U_{C2} - U^*_{BE} = E_C t + E_C f r_1 - U_{CE} f r_1 + f U_{BE} - U^*_{BE} + t\, t_1 R_{B2} I_{CBO},$$

în care s-a notat:

$$r_1 = R_1/(R_1 + R_{B1}); \; r_2 = R_2/(R_2 + R_{B1});$$

$$t = 1/(t_1 + t_2/\rho); \; f = \left(\frac{1}{\rho} - 1\right)\Big/\left(\frac{1}{\rho} + \delta\right);$$

$$b = R_{B1}/(R_{B1} + R_2/\delta).$$

Din aceste expresii se găsesc:

$$p_1 = 1 - r_2(1 - t - r_1 f);$$

$$q_1 = t + r_1 f;$$

$$U_{Tp1} = (b - r_2 f)\, U_{BE} - U^*_{BE} + (2 + r_2 r_1 f)\, U_{CE} + r_2 (1 - \delta) U_{CB} + (b/\delta)\, R_2 I_{CBO};$$

$$U_{Tq1} = U^*_{BE} - f U_{BE} + f r_1 U_{CE} - t\, t_1 R_{B2} I_{CBO}.$$

În acelaşi mod, pentru semiperioada T_2, se obţine:

$$E_C - U_{C2} + U^*_{BE} - 2U_{CE} = E_C - t E_C - f r_1 E_C + f r_1 U_{CE} + f r_1 b U_{BE} - f U_{BE} + U^*_{BE} - 2U_{CE} - t\, t_1 R_{B2} I_{CBO};$$

$$U_{C1} - U^*_{BE} = r_2 E_C - r_2 t E_C - r_2 f r_1 E_C + r_2 r_1 f U_{CE} - r_2 f U_{BE} + b_1 U_{BE} + U_{CB} r_2 (1 - \delta) - U^*_{BE} + (b/\delta) R_2 I_{CBO},$$

din care se deduc:

$$p_2 = 1 - t - f r_1;$$

$$q_2 = r_2(1 - t - r_1 f);$$

$$U_{Tp2} = f(1 - r_1 b)\, U_{BE} - U^*_{BE} + (2 - f r_1)\, U_{CE} + t\, t_1 R_{B2} I_{CBO};$$

$$U_{Tq2} = -(b - r_2 f)\, U_{BE} + U^*_{BE} - r_2 r_1 f U_{CE} - r_2 (1 - \delta) U_{CB} - (b/\delta)\, R_2 I_{CBO}.$$

Pentru circuitul proiectat în paragraful precedent se determină $r_1 = 0{,}0965$; $r_2 = 0{,}0740$; $t = 0{,}0425$; $f = 0{,}96$; $b = 0{,}925$ şi rezultă $p_1 = 0{,}936$; $q_1 = 0{,}135$; $U_{Tp1} = 0{,}22$ V; $U_{Tq1} = -0{,}03$ V; $p_2 = 0{,}865$; $q_2 = 0{,}064$; $U_{Tp2} = 0{,}22$ V; $U_{Tq2} = -0{,}02$ V. Calculînd cu ajutorul relaţiei (17) pentru $E_C = 12$ V rezultă $\Delta T_1/T_1 = 1{,}96 \cdot 10^{-2}\, \Delta E_C/E_C$ şi $\Delta T_2/T_2 = 1{,}98 \times 10^{-2} \Delta E_C/E_C$ sau în medie $\Delta T/T = 1{,}97 \cdot 10^{-2} \times \Delta E_C/E_C$.

În figura 6 este reprezentată curba de variaţie a frecvenţei f a multivibratorului obţinută experimental prin variaţia tensiunii de alimentare E_C. S-au reprezentat în aceeaşi figură (linie întreruptă) curba $(\Delta f/f)/(\Delta E_C/E_C)$ calculată pe baza relaţiei (18) şi punctele obţi-

nute prin calcul din curba experimentală. Se observă că relaţia stabilită redă cu o precizie foarte bună instabilitatea frecvenţei multivibratorului. Din rezultatele obţinute reiese că pentru o tensiune de alimentare $E_c = 12$ V, la o variaţie de tensiune de $\pm 10\%$, variaţia frecvenţei multivibratorului este mai mică de $\pm 0{,}2\%$.

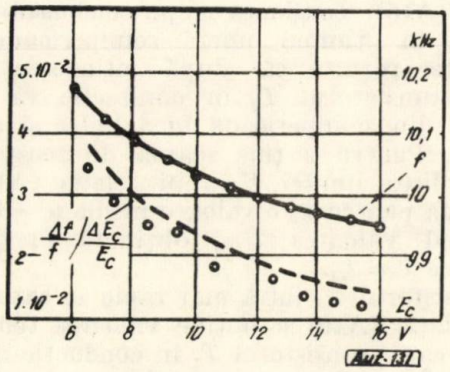


Fig. 6. Variaţia frecvenţei cu tensiunea de alimentare (———); variaţia relativă stabilită teoretic (— — —) şi valorile obţinute experimental (o o o o).

Instabilitatea la variaţia temperaturii se găseşte prin aceeaşi metodă, tot din relaţia (17):

$$\frac{\Delta T}{T} = \frac{-\frac{\Delta U_{Tp}}{pE_c} + \frac{\Delta U_{Tq}}{qE_c}}{\ln \frac{p}{q}}. \qquad (19)$$

Variaţiile ΔU_{Tp} şi ΔU_{Tq} se determină din expresiile U_{Tp1}, U_{Tq1}, U_{Tp2} şi U_{Tq2} stabilite anterior:

$$\Delta U_{Tp1} = [b - r_2 f - 1 + r_2(1-\delta)]\,\Delta J \cdot \Delta\theta + (b/\delta) R_2 \Delta I_{CBO};$$

$$\Delta U_{Tq1} = (1-f)\,\Delta J \cdot \Delta\theta - t\,t_1 R_{B2} \Delta I_{CBO};$$

$$\Delta U_{Tp2} = [f(1 - r_1 b) - 1]\,\Delta J \cdot \Delta\theta + t\,t_1 R_{B2} \Delta I_{CBO};$$

$$\Delta U_{Tq2} = [-(b - r_2 f) - r_2(1-\delta) + 1]\,\Delta J \Delta\theta - (b/\delta) R_2 \Delta I_{CBO}.$$

În stabilirea acestor expresii s-a considerat că tensiunea joncţiunilor saturate emitor-bază şi colector-bază variază liniar în domeniul de temperatură $\Delta\theta$ cu ΔJ milivolţi pe grad C, că tensiunea U^*_{BE} la care începe procesul regenerativ are aceeaşi variaţie şi că tensiunea colector-emitor practic este invariabilă cu temperatura.

Se observă că variaţiile tensiunilor joncţiunilor se compensează în bună parte, ceea ce pentru transistoare cu I_{CBO} redus duce la obţinerea unei stabilităţi de frecvenţă foarte bune.

Pentru circuitul proiectat se determină (considerînd $\Delta J = -2$ mV/°C):

$$\Delta U_{Tp1} = (0{,}292\,\Delta\theta + 1{,}11\,\Delta I_{CBO})\ \text{mV};$$

$$\Delta U_{Tq1} = -(0{,}08\,\Delta\theta + 1{,}38\,\Delta I_{CBO})\text{mV};$$

$$\Delta U_{Tp2} = (0{,}25\,\Delta\theta + 1{,}38\,\Delta I_{CBO})\ \text{mV};$$

$$\Delta U_{Tq2} = -(0{,}292\,\Delta\theta + 1{,}11\,\Delta I_{CBO})\ \text{mV}.$$

În figura 7 sînt reprezentate curba de variaţie cu temperatura a perioadei multivibratorului calculată pe baza acestor expresii şi a relaţiei (19) şi variaţiile obţinute experimental. S-a considerat un curent rezidual al transistorului la $\theta = 25$°C, $I_{CBO} = 1$ μA. Se constată că într-un domeniu larg de variaţie a temperaturii (—15°... ...+50°C) variaţia frecvenţei multivibratorulu este de numai $\pm 0{,}6\%$.

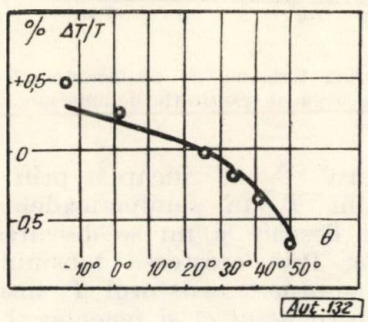


Fig. 7. Variaţia relativă cu temperatura a perioadei semnalelor generate.

Condensatoarele şi rezistenţele din circuitele de temporizare trebuie alese din tipurile cu constante de variaţie termică foarte reduse. Luînd în consideraţie şi aceste variaţii, se poate stabili că, în general, în condiţiile termice şi de variaţie a tensiunii de alimentare arătate, multivibratorul de acest tip poate asigura o stabilitate a frecvenţei impulsurilor generate mai bună de $\pm 1\%$.

7. Amorsarea generatorului

Întreaga analiză a funcţionării circuitului prezentată în paragrafele anterioare se referă la regimul de lucru cvasistaţionar. Intrarea în acest regim se face printr-o perioadă tranzitorie relativ lungă, datorată în esenţă necesităţii încărcării condensatoarelor C_1 şi C_2 (fig. 8).

La conectarea tensiunii de alimentare, iniţial ambele transistoare sînt blocate şi condensatorul C_2 se încarcă normal prin rezistenţa R_{B2} (porţiunea o—a). Cînd tensiunea pe condensator a ajuns suficientă încît să deschidă transistorul T_2, începe să se încarce şi condensatorul C_1 prin transistor care lucrează în regiunea liniaă şi rezistenţa R_{B1} (porţiunea a—b). Cînd şi transistorul T_1 a ajuns să aibă con-

diţia de deblocare începe procesul de basculare a conducţiei de pe un transistor pe altul şi generarea semnalelor dreptunghiulare. Cele două condensatoare continuă să se încarce printr-un proces alternativ, în general de încărcare-descărcare (porţiunile *b—e* şi *b—f*). La început ambele transistoare lucrează în regiunea liniară (*b—c*). Condensatorul C_2 se încarcă — cu pante diferite — în ambele semiperioade.

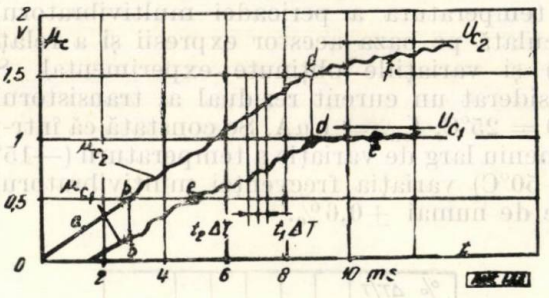


Fig. 8. Forma tensiunii pe condensatoarele C_1, C_2 în regimul tranzitoriu de amorsare.

Condensatoru[1] C_1 se încarcă prin curentul transistorului T_2 în semiperioadele în care acesta este deschis şi nu se descarcă practic în celelalte. Prin creşterea tensiunii u_{C1} pe acest condensator transistorul T_1 intră repede în saturaţie (punctul *c*) şi fenomenul continuă acum cu descărcarea condensatorului C_1 în semiperioadele de conducţie ale transistorului T_1 prin impedanţa mică de intrare a acestuia. După ce şi transistorul T_2 a intrat în saturaţie (punctul *d*), procesul tranzitoriu continuă cu ambele transistoare lucrînd în semiperioada de conducţie în saturaţie, deci într-un mod asemănător funcţionării de regim. Tensiunile celor două condensatoare tind spre valorile lor de regim.

Determinarea duratei proceselor tranzitorii se face într-o primă analiză, considerînd constantele de timp ale celor două circuite aproximativ egale. Pe baza acestei ipoteze se poate considera că încărcarea condensatoarelor se face aproximativ în acelaşi ritm, adică tensiunile lor u_{C1} şi u_{C2} se menţin într-un raport practic constant. În acest caz duratele relative ale semiperioadelor de oscilaţie t_1 şi t_2 se menţin constante în timpul regimului tranzitoriu.

Perioada iniţială t_{0a} de încărcare a condensatorului C_2 pînă la tensiunea de deschidere a transistorului T_2 care poate fi considerată $U_{C2a} = U^*_{BE}$ este dată de relaţia (*A2*-anexă).

În etapa următoare condensatorul C_2 continuă să se încarce şi curentul transistorului T_2 care încarcă condensatorul C_1 creşte (A5). Durata în care tensiunea pe condensatorul C_2 ajunge la valoarea de deschidere U^*_{BE} este cea dată de relaţia (A6). În acest timp tensiunea u_{C2} şi curentul de încărcare i_{I1} ajung la valorile U_{C2b} şi I_{I1b}, date de relaţiile (A7) şi (A8).

În etapa în care se produc oscilaţii, transistorul T_2 lucrînd în regim liniar, încărcarea condensatorului C_2 se face după o schemă echivalentă reprezentată în figura A1b, variaţia tensiunii u_{C2} fiind determinată de relaţia (A11). Tensiunea U_{C2d} la care transistorul intră în saturaţie se poate determina pe baza relaţiei (A15). Tensiunea u_C pe condensatorul C variind în timpul unei semiperioade de conducţie rezultă că după atingerea unei limite transistorul T_2 în conducţie va lucra o parte din semiperioadă încă liniar şi o alta saturat. Pentru a ţine seamă de acest efect în stabilirea limitei U_{C2d}, în relaţia (A15) se va utiliza pentru u_C o valoare medie $u_C = U_{CM}/2$. Înlocuind valoarea U_{C2d} obţinută în (A11), se obţine $t = t_{bd}$.

Transistorul T_1 intră mai rapid în saturaţie. Prin relaţia (A19) se obţine valoarea tensiunii U_{C1c}, la care transistorul T_1 în conducţie devine saturat. În mod asemănător în această relaţie trebuie introdusă o valoare medie $u_C = 0{,}5\,(U_{CM} - U_{Cm})$.

Durata t_{bc} a etapei în care transistorul conduce în regiunea liniară se obţine introducînd valoarea $u_{C1} = U_{C1c}$ dată de relaţia (A19) în relaţia (A24').

Valoarea tensiunii $u_{C1} = U_{C1d}$, la sfîrşitul etapei în care transistorul T_2 trece pe conducţia în saturaţie, se obţine din relaţia (A24) pentru $t = t_{bd} - t_{bc}$.

În sfîrşit, ultima perioadă a desfăşurării procesului tranzitoriu este caracterizată prin aceea că în conducţie ambele transistoare lucrează saturate. Duratele în care tensiunile celor două condensatoare ajung la 0,95 din valoarea de regim se pot determina din relaţiile (A27) şi (A29) introducînd $u_{C2} = 0{,}95\,U_{C2}$ şi $u_{C1} = 0{,}95\,U_{C1}$.

Durata procesului tranzitoriu se determină ca maximul dintre t_{A1} şi t_{A2}:

$$\left.\begin{aligned} t_{A1} &= t_{0a} + t_{ab} + t_{bc} + t_{cd} + t_{de} \\ t_{A2} &= t_{0a} + t_{ab} + t_{bd} + t_{df} \end{aligned}\right\}. \qquad (20)$$

Pentru circuitul proiectat se determină pe rînd $t_{0a} = 1{,}1$ ms (din A2), $t_{ab} = 1{,}9$ ms (din A6) şi $U_{C2b} = 0{,}54$ V, $I_{I1b} = 0{,}21$ mA (din A7 şi A8), $U_{C2d} = 1{,}47$ V (din A15) şi $t_{bd} = 5{,}8$ ms (din A11), $U_{C1c} = 0{,}36$ V (din A19) şi $t_{bc} = 1{,}3$ ms (din A24'), $U_{C1d} = 0{,}71$ V (din A25), $t_{df} = 3{,}9$ ms (din A27) şi $t_{de} = 2{,}1$ ms (din A29). Rezultă $t_{A1} = 10{,}9$ ms şi $t_{A2} = 12{,}7$ ms.

La un circuit proiectat conform metodei indicate timpul t_{A2} este cel care determină durata procesului tranzitoriu. O estimare a acestui timp poate fi făcută cu relaţia $t_{A2} \approx \approx (1{,}2 \ldots 1{,}5)\, R_{B2} C_2\, (U_2/E_c)$.

Din analiza expresiilor constantelor de timp din relaţiile care dau variaţiile tensiunii u_{C2} (A11, A20 şi A27) şi a tensiunii u_{C1} (A24',

A29) se observă că la creşterea lui t_1, respectiv scăderea lui t_2, t_{A2} creşte şi t_{A1} scade şi invers.

În cazul unor constante de încărcare diferite determinarea duratelor de amorsare este mai complicată. În figura 9 sînt reprezentate curbele de variaţie ale duratelor de încărcare obţinute experimental, la variaţia a cîte unuia din condensatoarele C_1, C_2.

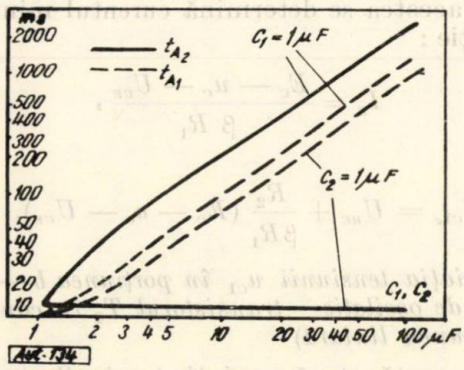


Fig. 9. Dependenţa duratei regimului tranzitoriu de condensatoarele C_1 şi C_2.

Din analiza desfăşurării procesului de amorsare în condiţiile unor constante de încărcare inegale se poate trage o serie de concluzii, verificate experimental:

Durata t_{A2} este practic independentă de valoarea condensatorului C_1; aceasta rezultă din independenţa încărcării condensatorului C_2 faţă de încărcarea condensatorului C_1. Durata t_{A1} variază aproape proporţional cu condensatorul C_1. Atunci cînd creşte C_2, durata t_{A1} variază aproape proporţional din cauza întîrzierii iniţiale t_{0a} şi a influenţei lui C_2 asupra perioadei t_{ab} (A6) şi perioadei t_{bd} (τ din A24' şi A25). Durata t_{A2} variază mai mult decît proporţional din cauza unor efecte suplimentare. Astfel creşterea lui C_2 duce la o întîrziere a creşterii lui u_{C2}. Efectul principal al acestei întîrzieri este creşterea lui t_1 — relaţia (5) — şi de aici scăderea lui t_2. După cum s-a arătat aceasta duce la o creştere suplimentară a duratei t_{A2} şi o scădere a duratei t_{A1}. Ulterior se ajunge la o limitare şi variaţiile devin direct proporţionale.

În mod normal, după cum rezultă şi pentru circuitul proiectat, timpul de stabilire a regimului cvasistaţionar este de ordinul 100 perioade de oscilaţie.

ANEXA

Determinarea relaţiilor în regimul tranzitoriu de amorsare a generatorului

1. *Variaţia tensiunii u_{C2} în porţiunea o—a (transistoarele blocate)*

Tensiunea u_{C2} este determinată de relaţia:

$$u_{C2} = E_C\,(1 - e^{-t/R_{B_2}C_2}) \approx \frac{E_C t}{R_{B2}C_2}, \quad \text{(A1)}$$

de unde durata t_{oa} în care se ajunge la tensiunea de deschidere U^*_{BE}:

$$t_{oa} = C_2 R_{B2}\,(U^*_{BE}/E_C). \quad \text{(A2)}$$

2. *Variaţia tensiunilor u_{C2} şi u_{C1} în porţiunea a—b (T_2 deschis, T_1 blocat)*

Schema echivalentă de încărcare a condensatorului C_2 în această porţiune este reprezentată în figura A1a. Din aceasta rezultă:

$$u_{C2} = U^*_{BE} + (E_C - U_{BE})\,r\,(1 - e^{-t/rR_{B_2}C_2}), \quad \text{(A3)}$$

în care $r = (\beta + 1)R_1/[R_{B2} + (\beta + 1)R_1]$.

Pentru $t \ll rR_{B2}C_2$ rezultă:

$$u_{C2} = U^*_{BE} + (E_C - U_{BE})\,(t/R_{B2}C_2). \quad \text{(A3')}$$

Din aceeaşi schemă se determină curentul prin rezistenţa R_1:

$$i_{R1} = \frac{E_C - U_{BE}}{R_1}\,\frac{t}{R_{B2}C_2}. \quad \text{(A4)}$$

Rezultă curentul de încărcare a condensatorului C_1:

$$i_{I1} = \frac{E_C - U_{BE}}{R_1}\,\alpha\,\frac{t}{R_{B2}C_2}. \quad \text{(A5)}$$

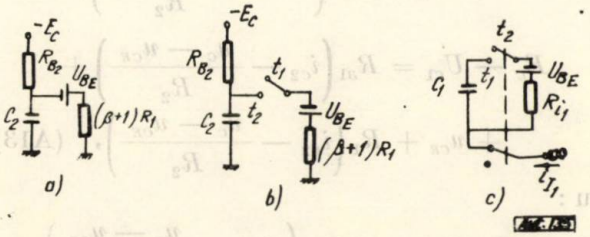


Fig. A 1. Scheme echivalente de încărcare-descărcare a condensatoarelor C_1 şi C_2 în regim tranzitoriu.

Tensiunea pe condensator va fi:

$$u_{C1} = \frac{1}{C_1}\int i_{I1}\,dt = \frac{E_C - U_{BE}}{C_1 R_1 C_2 R_{B2}}\,\alpha\,\frac{t^2}{2}.$$

Durata în care se ajunge la tensiunea de deschidere U^*_{BE} este:

$$t_{ab} = \sqrt{\frac{U^*_{BE}}{E_C - U_{BE}}\,C_1 R_1 C_2 R_{B2}\,\frac{2}{\alpha}}. \quad \text{(A6)}$$

Introducînd în (A3') şi (A5) se obţine:

$$U_{C2b} = U^*_{BE} + \sqrt{U^*_{BE}\,(E_C - U_{BE})\,\frac{C_1 R_1}{C_2 R_{B2}}\,\frac{2}{\alpha}}; \quad \text{(A7)}$$

$$I_{I1b} = \sqrt{U^*_{BE}\,(E_C - U_{BE})\,\frac{C_1}{R_1}\,\frac{1}{C_2 R_{B2}}\,2\alpha}. \quad \text{(A8)}$$

3. *Variaţia tensiunii u_{C2} în porţiunea b—d (regim de oscilaţie)*

Schema echivalentă de încărcare a condensatorului C_2 este reprezentată în figura A1b.

Ecuaţia de încărcare într-o perioadă Δt este :

$$C_2\Delta u_{c2} = \frac{E_c - u_{c2}}{R_{B2}} t_1\Delta t + \frac{E_c r - u_{c2}}{R_{B2} r} t_2\Delta t. \tag{A9}$$

Considerînd perioadele acestea mici în raport cu durata fenomenului, ecuaţia poate fi transformată într-o ecuaţie diferenţială :

$$R_{B2}C_2\frac{\mathrm{d}u_{c2}}{\mathrm{d}t} + u_C\left(t_1 + \frac{t_2}{r}\right) = E_c, \tag{A10}$$

are prin integrare dă :

$$u_{c2} = U_{c2b} + \left(\frac{E_c}{t_1 + t_2/r} - U_{c2b}\right) \times$$

$$\times \left(1 - \mathrm{e}^{-t/C_2R_{B2}\frac{r}{rt_1+t_2}}\right). \tag{A11}$$

4. *Determinarea tensiunii U_{c2d} de intrare în saturaţie a transistorului T_2*

Din schema circuitului (fig. 1) se poate scrie :

$$u_{c2} = U_{BE} + R_1\left(i_{E2} - \frac{u_c - u_{CE}}{R_2}\right); \tag{A12}$$

$$E_c - U_{c1} = R_{B1}\left(i_{c2} - \frac{u_c - u_{CE}}{R_2}\right) +$$

$$+ u_{CE} + R_1\left(i_{E2} - \frac{u_c - u_{CE}}{R_2}\right), \tag{A13}$$

sau :

$$E_c = U_{c1} + u_{CE} + R_{B1}\left(\beta i_{B2} - \frac{u_c - u_{CE}}{R_2}\right) +$$

$$+ R_1\left[(\beta + 1)\, i_{B2} - \frac{u_c - u_{CE}}{R_2}\right]. \tag{A13'}$$

Din aceasta se determină curentul minim de saturaţie I_B :

$$I_{B2} = \frac{E_c - U_{c1} + u_c\frac{R_1+R_{B1}}{R_2} - U_{CE}\left(1 + \frac{R_1+R_{B1}}{R_2}\right)}{\beta R_{B1} + (\beta+1)R_1}, \tag{A14}$$

şi :

$$U_{c2d} = U_{BE} + \frac{E_c - U_{c1} - U_{CE}\left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right)}{\frac{\beta}{\beta+1}\frac{R_{B1}}{R_1} + 1} +$$

$$+ \frac{R_{B1}}{R_2}\cdot\frac{1}{\beta\left(\frac{R_{B1}}{R_1} + 1\right) + 1} u_c. \tag{A15}$$

5. *Determinarea tensiunii U_{c1c} de intrare în saturaţie a transistorului T_1*

Din schema circuitului (fig. 1) se poate scrie :

$$u_{c1} = U_{BE} + R_2 i_B; \tag{A16}$$

$$E_c = u_{CE} + u_c + R_1\,(i_E - i_B). \tag{A17}$$

Din acestea se determină curentul minim de saturaţie :

$$I_B = \frac{E_c - u_c - U_{CE}}{\beta\, R_1}, \tag{A18}$$

şi :

$$U_{c1c} = U_{BE} + \frac{R_2}{\beta R_1}\,(E_c - u_c - U_{CE}). \tag{A19}$$

6. *Variaţia tensiunii u_{c1} în porţiunea b—c—d (regim de oscilaţie— transistorul T_2 în conducţie în regiunea liniară)*

În această etapă variaţia tensiunii u_{c2} poate fi scrisă (A11) :

$$u_{c2} - U_{c2b} \approx Vt/\tau, \tag{A20}$$

în care :

$$V = \frac{E_c}{t_1 + t_2/r} - U_{c2b};\ \tau = \frac{C_2R_{B2}}{t_1 + t_2/r};\ t \ll \tau.$$

Curentul de încărcare a condensatorului C_1 poate fi exprimat prin :

$$i_{I1} \approx I_{I1b} + (V/R_1)\ \alpha\,(t/\tau). \tag{A21}$$

Ecuaţia de încărcare a condensatorului C_1 într-o perioadă ΔT, după cum rezultă din schema echivalentă (fig. A1c), este

$$C_1\Delta u_{c1} = [(V/R_1)\ \alpha\,(t/\tau) + I_{I1b}]\, t_2\Delta T -$$

$$- [(u_{c1} - U_{BE})/R_{i1}]\, t_1\, \Delta T, \tag{A22}$$

în care $R_{i1} = \beta R_2$ pentru perioada în care transistorul T_1 conduce în regiunea liniară (b—c) şi $R_{i1} = R_2$ pentru perioada în care transistorul T_1 conduce în saturaţie (c—d).

Aceasta transformată în ecuaţie diferenţială devine :

$$C_1\frac{\mathrm{d}u_{c1}}{\mathrm{d}t} + \frac{u_{c1} - U_{BE}}{R_{i1}/t_1} = \frac{\alpha V}{R_1}\frac{t_2}{\tau}\, t + I_{I1b}t_2. \tag{A23}$$

Prin integrare se obţine pentru porţiunea b—c :

$$u_{c1} = \frac{R_{i1}}{R_1}\frac{\alpha}{\delta}\frac{V}{\tau}\left[\frac{R_{i1}C_1}{t_1}\left(\mathrm{e}^{-t/C_1R_{i1}\frac{1}{t_1}} - 1\right) + t\right] +$$

$$+ \frac{R_{i1}I_{I1b}}{\delta}\left(1 - \mathrm{e}^{-t/C_1R_{i1}\frac{1}{t_1}}\right) + U^*_{BE}, \tag{A24}$$

care pentru $t \ll C_1R_{i1}/t_1$ devine :

$$u_{c1} = \frac{\alpha V t_2}{2}\,\frac{t^2}{\tau C_1R_1} + \frac{t_2}{C_1}I_{I1b}t + U^*_{BE}, \tag{A24'}$$

iar pentru porțiunea *cd* :

$$u_{C1} = \frac{R_2}{R_1}\frac{\alpha}{\delta}\frac{V}{\tau}\left[\frac{C_1R_2}{t_1}(e^{-t/C_1R_2/t_1} - 1) + t\right] + \\ + \left(\frac{R_iI_{f1c}}{\delta} - U_{C1c} + U_{BE}\right)(1 - e^{-t/C_1R_2/t_1}) + U_{C1c}. \quad (A25)$$

7. *Variația tensiunilor u_{C2} și u_{C1} în porțiunea d—f (regim de oscilație-transistoarele T_1 și T_2 în conducție saturate)*

Schema echivalentă de încărcare a condensatorului C_2 este cea din figura 3a,

Ecuația de încărcare a condensatorului într-o perioadă ΔT este :

$$C_2\Delta u_{C2} = \frac{E_C - u_{C2}}{R_{B2}}t_1\Delta T + \\ + \frac{\rho E_C + (1-\rho)U_E - u_{C2}}{\rho R_{B2}}t_2\Delta T. \quad (A26)$$

Prin transformare în ecuație diferențială și integrare se obține :

$$u_{C2} = U_{C2d} + \left\{\frac{1}{t_1 + \frac{t_2}{\rho}}\left[E_C + \left(\frac{1}{\rho} - 1\right)t_2U_E\right] - U_{C2d}\right\} \times \\ \times (1 - e^{-t/C_2\frac{R_{B2}}{t_1\rho + t_2}}). \quad (A27)$$

Schema echivalentă de încărcare a condensatorului C_1 este cea din figura 3b.

Ecuația de încărcare a condensatorului C_1 într-o perioadă este :

$$C_1\Delta U_{C1} = \frac{E_C - U_{C2} - u_{C1}}{R_{B1}}t_2\Delta T - \\ - \frac{u_{C1} - U_{BE}}{R_2}t_1\Delta T. \quad (A28)$$

Prin transformare în ecuație diferențială și integrare se obține :

$$u_{C1} = U_{C1d} + \left[\frac{(E_C - U_{C2})R_2}{R_2 + \delta R_{B1}} + U_{BE} - U_{C1d}\right] \times \\ \times (1 - e^{-t/C_1\frac{R_2R_{B1}}{t_2R_2 + t_1R_{B1}}}). \quad (A29)$$

BIBLIOGRAFIE

[1] Ristic, V. M. *A new type of free-running multivibrator.* În : Electronic Engineering 36, nr. 434, apr 1964, p. 232—233.

[2] Graichen, G. *Berechnung eines seriengeschalteten astabilen Transistormultivibrators.* În : Internationale Elektronische Rundschau 21, nr. 1, ian 1967, p. 19—21.

[3] Negreanu, D. *Serial-type emitter coupled multivibrator.* În : Electronic Engineering 40, nr. 488, oct 1968, p. 589.

[4] xxx 1AO1SF und 2SAO1F : *Taktgeneratoren.* În : Elektrie 22, nr. 12, dec 1968, p. 501—502.

MATEI STEINER* — București

Date experimentale privind îmbătrînirea artificială a condensatoarelor cu styroflex

I. Scopul experimentărilor efectuate

În cadrul unei lucrări de elaborare de aparatură a fost necesar să se clarifice dacă se pot utiliza, într-un echipament electronic profesional, condensatoare cu styroflex neprotejate de fabricație indigenă, cu valori de sute sau mii de picofarazi. Echipamentul în cauză este prevăzut să funcționeze în condiții de temperatură relativ ușoare (0...+50°C); datorită însă locului de utilizare există ocazii în care echipamentul se găsește la temperaturi de —40°C, fără să fie în funcțiune.

Avînd în vedere cele arătate, a fost necesar să se elucideze următoarele :

a) Cît de mari sînt variațiile nereversibile ale capacității condensatoarelor după fiecare răcire, respectiv încălzire (prima, a doua etc.)? Literatura de specialitate [1], [2] ,[3] nu dă răspuns la această întrebare; se indică numai variațiile nereversibile după o stocare de un an și variațiile după supunerea la probe climatice. Pentru variațiile nereversibile după o stocare de un an se indică 0,1—0,2% [1], [2], [3], iar pentru cele provocate de probele climatice se indică 1% [1].

b) Dacă după un număr oarecare de cicluri de răcire-încălzire, variațiile nereversibile ale capacității tind să se stabilizeze, respectiv dacă este posibilă și eficientă o îmbătrînire artificială a condensatoarelor? În această privință literatura de specialitate [1], [3] prezintă doar o indicație sumară, în sensul că se poate îmbunătăți stabilitatea termică a condensatoarelor prin menținerea lor timp de cîteva ore la temperatura maximă de lucru.

* Ing. *M. Steiner* este cercetător principal la Institutul de proiectări pentru automatizări.

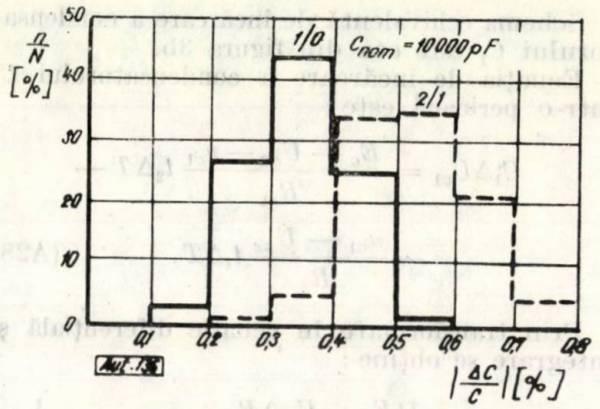


Fig. 1.

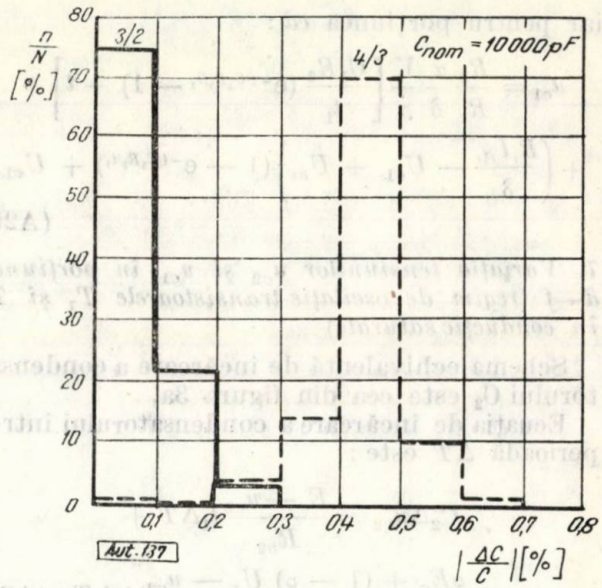


Fig. 2.

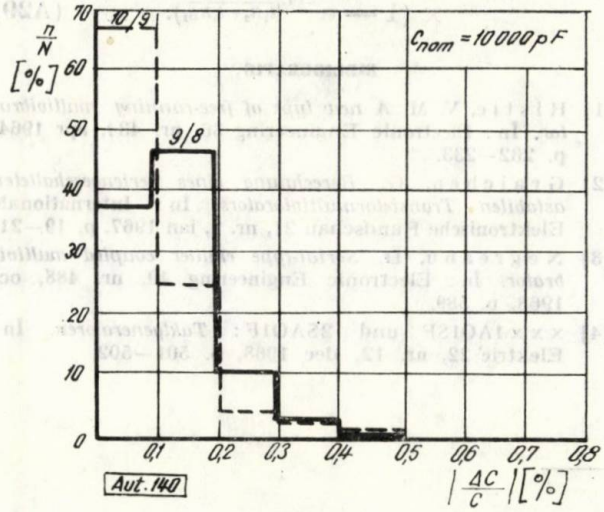


Fig. 5.

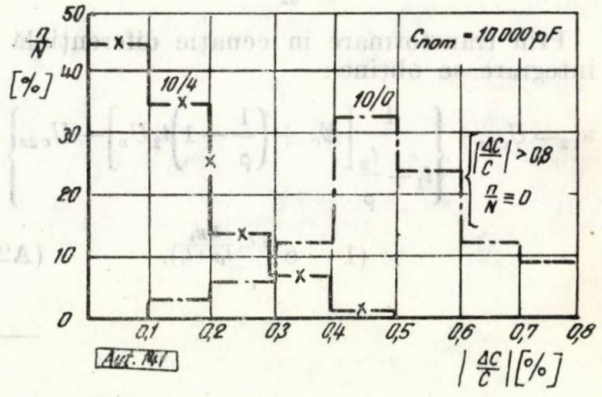


Fig. 6.

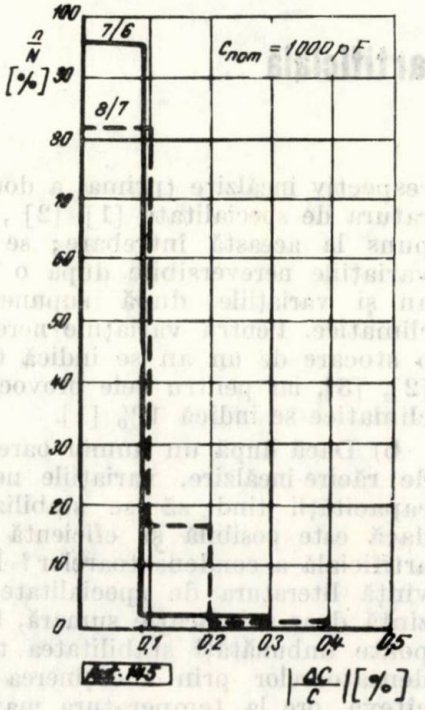


Fig. 10.

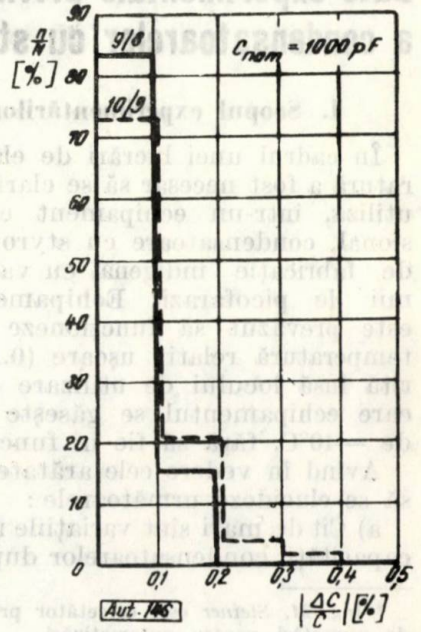


Fig. 11.

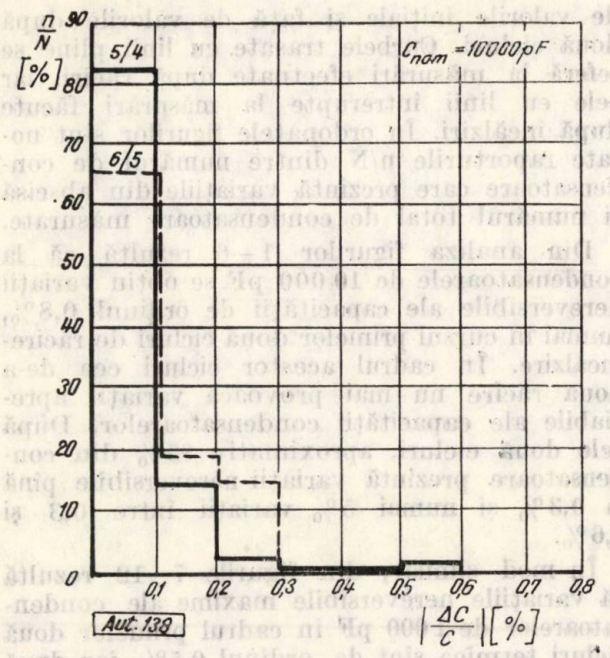


Fig. 3.

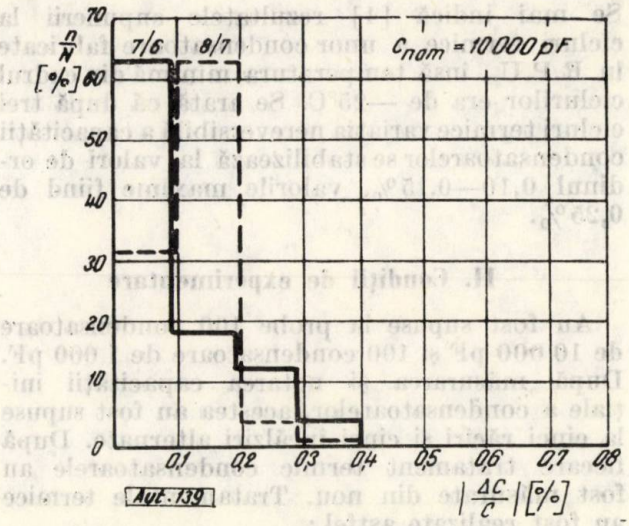


Fig. 4.

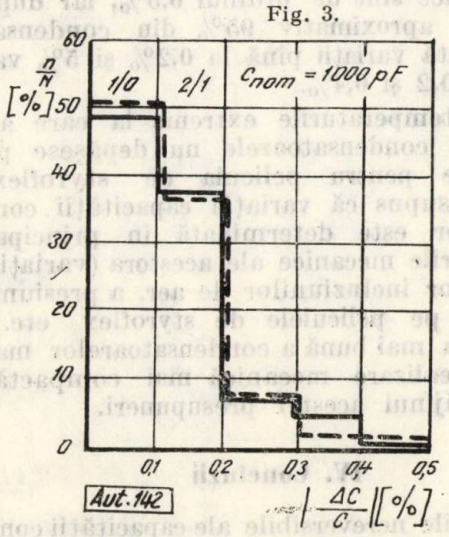


Fig. 7.

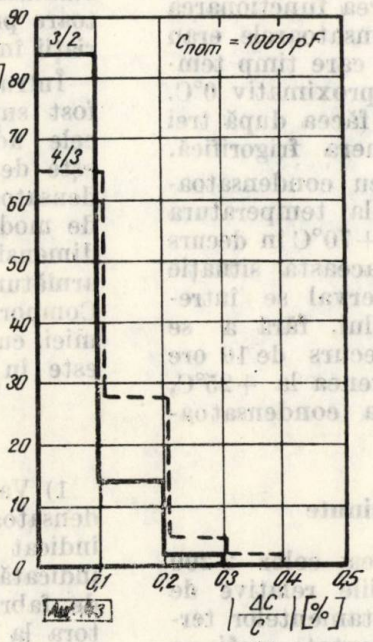


Fig. 8.

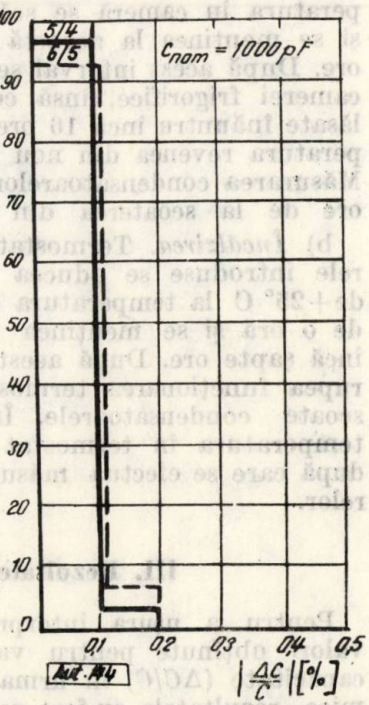


Fig. 9.

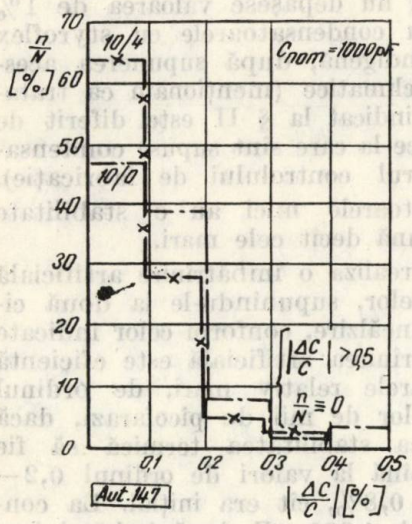


Fig. 12.

Variaţii relative a capacităţii condensatoarelor cu styroflex după supunerea la tratamente termice:

— — — măsurări după răcire la −40°C; — — — măsurări după încălzire la +70°C; — . — . — măsurări după cinci cicluri de răcire-încălzire, valori raportate la valorile iniţiale; —x —x — măsurări după cinci cicluri de răcire-încălzire, valori raportate la valorile măsurate după două cicluri.

Se mai indică [4] rezultatele supunerii la cicluri termice a unor condensatoare fabricate în R.P.U., însă temperatura minimă din cadrul ciclurilor era de —25°C. Se arată că după trei cicluri termice variaţia nereversibilă a capacităţii condensatoarelor se stabilizează la valori de ordinul 0,10—0,15%, valorile maxime fiind de 0,25%.

II. Condiţii de experimentare

Au fost supuse la probe 100 condensatoare de 10 000 pF şi 100 condensatoare de 1 000 pF. După măsurarea şi notarea capacităţii iniţiale a condensatoarelor, acestea au fost supuse la cinci răciri şi cinci încălziri alternate. După fiecare tratament termic condensatoarele au fost măsurate din nou. Tratamentele termice au fost realizate astfel:

a) *Răcirea.* Condensatoarele se introduceau în camera frigorifică, în care temperatura era aproximativ 0°C. În decurs de patru ore temperatura în cameră se scădea pînă la —40°C şi se menţinea la această valoare încă patru ore. După acest interval se oprea funcţionarea camerei frigorifice, însă condensatoarele erau lăsate înăuntru încă 16 ore, în care timp temperatura revenea din nou la aproximativ 0°C. Măsurarea condensatoarelor se făcea după trei ore de la scoaterea din camera frigorifică.

b) *Încălzirea.* Termostatul cu condensatoarele introduse se aducea de la temperatura de +25° C la temperatura de +70°C în decurs de o oră şi se menţinea în această situaţie încă şapte ore. După acest interval se întrerupea funcţionarea termostatului, fără a se scoate condensatoarele. În decurs de 16 ore temperatura în termostat revenea la +25°C, după care se efectua măsurarea condensatoarelor.

III. Rezultate obţinute

Pentru a uşura interpretarea celor 2 200 valori obţinute pentru variaţiile relative de capacitate ($\Delta C/C$) în urma tratamentelor termice, rezultatele au fost reprezentate grafic pe cele 12 figuri alăturate. În acelaşi scop, valorile obţinute pentru $\Delta C/C$ au fost grupate în trepte de cîte 0,1%. Figurile 1—6 se referă la condensatoarele de 10 000 pF, iar figurile 7—12, la cele de 1 000 pF. Figurile 1—5 şi 7—11 reprezintă variaţiile de capacitate observate după fiecare tratament termic faţă de valorile obţinute la măsurătoarea precedentă. Astfel, curba notată 1/0 reprezintă variaţiile de capacitate după prima răcire, faţă de valorile iniţiale, cea notată 2/1 reprezintă variaţiile de capacitate după prima încălzire faţă de valorile măsurate după prima răcire etc. Figurile 6 şi 12 reprezintă variaţiile de capacitate după cele cinci cicluri de răcire-încălzire faţă de valorile iniţiale şi faţă de valorile după două cicluri. Curbele trasate cu linii pline se referă la măsurări efectuate după răciri, iar cele cu linii întrerupte la măsurări făcute după încălziri. În ordonatele figurilor sînt notate raporturile n/N dintre numărul de condensatoare care prezintă variaţiile din abscisă şi numărul total de condensatoare măsurate.

Din analiza figurilor 1—6 rezultă că la condensatoarele de 10 000 pF se obţin variaţii nereversibile ale capacităţii de ordinul 0,8%, numai în cursul primelor două cicluri de răcire-încălzire. În cadrul acestor cicluri cea de-a doua răcire nu mai provoacă variaţii apreciabile ale capacităţii condensatoarelor. După cele două cicluri, aproximativ 95% din condensatoare prezintă variaţii nereversibile pînă la 0,3% şi numai 5% variaţii între 0,3 şi 0,6%.

În mod similar, din figurile 7—12 rezultă că variaţiile nereversibile maxime ale condensatoarelor de 1 000 pF în cadrul primelor două cicluri termice sînt de ordinul 0,5%, iar după stabilizare, aproximativ 95% din condensatoare prezintă variaţii pînă la 0,2% şi 5% variaţii între 0,2 şi 0,4%.

Întrucît temperaturile extreme la care au fost supuse condensatoarele nu depăşesc pe cele admise pentru pelicula de styroflex, este de presupus că variaţia capacităţii condensatoarelor este determinată în principal de modificările mecanice ale acestora (variaţia dimensiunilor incluziunilor de aer, a presiunii armăturilor pe peliculele de styroflex etc.). Comportarea mai bună a condensatoarelor mai mici, cu o realizare mecanică mai compactă, este în sprijinul acestei presupuneri.

IV. Concluzii

1) Variaţiile nereversibile ale capacităţii condensatoarelor după fiecare tratament termic indicat la § II nu depăşesc valoarea de 1% indicată pentru condensatoarele cu styroflex de fabricaţie indigenă, după supunerea acestora la probe climatice (menţionăm că tratamentul termic indicat la § II este diferit de probele climatice la care sînt supuse condensatoarele în cadrul controlului de fabricaţie).

2) Condensatoarele mici au o stabilitate termică mai bună decît cele mari.

3) Se poate realiza o îmbătrînire artificială a condensatoarelor, supunîndu-le la două cicluri de răcire-încălzire, conform celor indicate la § II. Îmbătrînirea artificială este eficientă la condensatoarele relativ mari, de ordinul miilor sau zecilor de mii de picofarazi, dacă este necesar ca stabilitatea termică să fie îmbunătăţită pînă la valori de ordinul 0,2—0,4%, faţă de 0,8%, cît era iniţial. La condensatoarele sub 1 000 pF după îmbătrînirea

artificială stabilitatea termică devine 0,2—0,4%, faţă de 0,5% cît era iniţial.

4) Experimentările de genul celor prezentate în această lucrare sînt foarte laborioase. De aceea a fost necesară limitarea la un număr de probe care să dea răspuns strict la problemele indicate în § I. Se consideră că extinderea unor astfel de cercetări asupra unei game mai mari de condensatoare şi pentru condiţii diferite de funcţionare ar da rezultate foarte utile pentru un cerc larg de specialişti.

BIBLIOGRAFIE

[1] Ristea, I. şi Stan, F. *Condensatoare.* Bucureşti, Editura tehnică, 1964.

[2] Dummer, G. W. A. şi Nordenberg, H. M. *Fixed and variable capacitors.* New York, Toronto, Londra, McGraw Hill, 1960.

[3] Renne, V. T. *Elektriceskie kondensatorî.* Moscova-Leningrad, Gosenergoizdat, 1959.

[4] Ludányi, J. *Polisztriol kondenzátorok kapacitásának stabilitása.* În: Hiradástechnika, nr. 4, 1964.

DORIN N. POENARU* — Bucureşti

Distribuţia cîmpului electric de colectare a purtătorilor de sarcină în detectoare cu semiconductoare

1. Introducere

Forma impulsului electric furnizat de către detector ca răspuns la radiaţii ionizate depinde în mod esenţial de distribuţia cîmpului electric existent în volum sensibil al acestuia (DS). Dispozitive cu tehnologii de fabricaţie diferite [1] sau în regimuri de funcţionare diferite au aceeaşi distribuţie a cîmpului electric de colectare şi, în consecinţă, avînd în rest condiţii identice dau aceeaşi formă de semnal.

În această lucrare se propune o clasificare a detectoarelor cu semiconductoare pe baza criteriului legii de variaţie a cîmpului electric de colectare a purtătorilor de sarcină produşi prin ionizare. Pentru fiecare tip de detector se dă distribuţia cîmpului, care poate fi utilizată [2] la calculul impulsului electric dat de DS în urma colectării purtătorilor de sarcină.

Se disting trei categorii mai importante de DS, după cum cîmpul electric este uniform (detector tip U), variază liniar cu distanţa într-o geometrie plană (detector tip L) sau are o dependenţă hiperbolică de rază într-o geometrie cilindrică (detector tip H).

2. Detector de tip U (cîmp de colectare uniform)

În detectoarele confecţionate din semiconductor omogen şi diodele NIP cu geometrie planară, de grosime d (fig. 1) cîmpul electric este uniform, dacă se neglijează efectele de margine, adică

$$\mathcal{E} = \frac{V_a}{d}, \qquad (1)$$

indiferent de poziţia x a unui plan paralel cu unul dintre electrozi. Variaţia potenţialului cu condiţiile la limită specificate în figura 1 este liniară:

$$V = V_a \cdot \frac{x}{d}. \qquad (2)$$

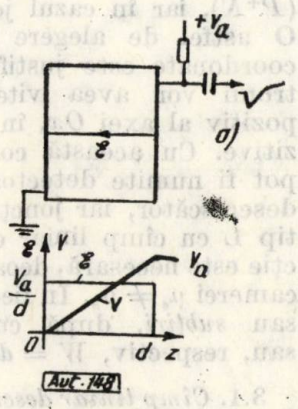


Fig. 1. Secţiune printr-un detector de tip $U(a)$ şi distribuţia potenţialului şi cîmpului electric (b).

Teorema Ramo-Jen [1] se poate scrie pentru *DS* de tip U, sub forma:

$$i\,dt = e\,\frac{\mathcal{E}(x)}{V_a}\,dx = e\,\frac{dx}{d}, \qquad (3)$$

adică:

$$dq = e\,\frac{dV}{V_a}. \qquad (4)$$

De remarcat că această relaţie care a fost considerată de către unii autori cea mai generală formulă pentru calculul variaţiei de sarcină indusă pe electrozi la deplasarea unui electron pe o diferenţă de potenţial dV, rămîne valabilă numai în acest caz [3], datorită formei particulare a distribuţiei cîmpului electric. De obicei se poate considera că detectoa-

* Dr. ing. *D. N. Poenaru* este inginer principal la I.F.A.

rele de tip U nu au sarcină spaţială (compensarea impurităţilor este aproape perfectă).

3. Detectoare de tip L (cîmp electric liniar variabil)

Detectoarele cu joncţiune N-P abruptă, realizată prin difuzie pe material cu conductibilitate de tip P sau cu strat barieră la suprafaţă pe Si de tip N, au în regiunea de sarcină spaţială un cîmp de colectare care variază liniar cu distanţa [4]. Planul joncţiunii stoechiometrice este foarte apropiat de suprafaţă ($d_p \ll d_N \simeq d$) pentru ca fereastra detectorului să aibă o grosime neglijabilă. Rezultă $W_p \ll W_N = W$ — grosimea regiunii de sarcină spaţială, astfel că practic pentru colectarea sarcinilor este suficient să fie considerate procesele care au loc în volumul de grosime W_N al regiunii de sarcină spaţială, în care cîmpul variază liniar cu distanţa.

Dacă se face convenţia ca originea axei Ox să fie situată în planul electrodului polarizat cu tensiunea negativă (contactul redresor P^+ în cazul joncţiunilor P^+N sau contactul ohmic P la joncţiuni N^+P) cîmpul electric va fi orientat în sensul negativ al axei Ox şi va scădea în modul în primul caz (P^+N), iar în cazul joncţiunii N^+P va creşte. O astfel de alegere a sistemului axelor de coordonate este justificată de faptul că electronii vor avea vitezele dirijate în sensul pozitiv al axei Ox, în ambele tipuri de dispozitive. Cu această convenţie joncţiunile P^+N pot fi numite detectoare tip L cu cîmp liniar descrescător, iar joncţiunile N^+P — detectoare tip L cu cîmp liniar crescător. Această distincţie este necesară, deoarece în Si la temperatura camerei $\mu_e \neq \mu_h$. În fiecare caz *DS* pot fi *groase* sau *subţiri*, după cum lucrează cu $W < d$ sau, respectiv, $W = d$.

3.1. *Cîmp liniar descrescător. Detectoare groase.* În astfel de *DS*, în regiunea care interesează colectarea purtătorilor de sarcină, cîmpul electric variază cu distanţa după legea :

$$\frac{\mathcal{E}}{\mathcal{E}_M} = 1 - \frac{x}{W} \quad (0 \leq x \leq W), \tag{5}$$

după cum se poate vedea din figura 2. Aici intensitatea maximă a cîmpului :

$$\mathcal{E}_M = \frac{2V_a}{W} = \frac{2V_a}{\varepsilon\rho\mu}, \tag{6}$$

deoarece grosimea regiunii de sarcină spaţială depinde de tensiunea aplicată (V_a) şi rezistivitatea materialului de bază (ρ), conform relaţiei :

$$W = (2\varepsilon\rho\mu V_a)^{1/2}, \tag{7}$$

μ fiind mobilitatea purtătorilor majoritari (electroni în acest caz), iar ε este constanta dielectrică a materialului.

Potenţialul electric (scalar) are o variaţie parabolică :

$$\frac{V}{V_a} = \frac{x}{W}\left(2 - \frac{x}{W}\right) \quad (0 \leq x \leq W). \tag{8}$$

Expresiile (6) şi (8) sînt puse sub formă normată pentru a putea fi reprezentate comod sub forma unor curbe universale.

De remarcat că la calculul raportului $\mathcal{E}_1(x)/V_a$ care intervine în teorema lui Ramo, trebuie considerat cîmpul electric $\mathcal{E}_1$ determinat numai de geometria dispozitivului şi tensiunea V_a aplicată; se neglijează contribuţia sarcinilor spaţiale fixe care dau variaţia liniară a cîmpului, astfel că analog cu DS de tip U :

$$\frac{\mathcal{E}_1(x)}{V_a} = \frac{1}{W}. \tag{9}$$

Prin urmare, curentul indus se calculează cu relaţia :

$$i = \frac{e}{W} \cdot \frac{\mathrm{d}x}{\mathrm{d}t}, \tag{10}$$

în care legea de mişcare $x = x(t)$ se obţine din ecuaţia $\mathrm{d}x = \mu\mathcal{E}(z)\mathrm{d}t$.

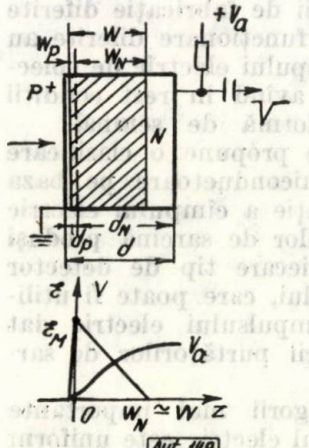


Fig. 2. Secţiune printr-un detector de tip $L(a)$ şi distribuţia potenţialului şi cîmpului electric (b).

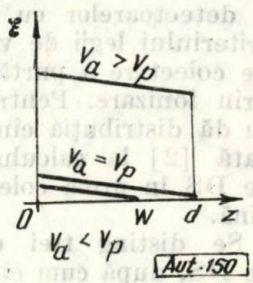


Fig. 3. Distribuţia cîmpului într-un detector de tip L.

3.2. *Detector subţire cu cîmp de colectare liniar descrescător.* O dată cu creşterea tensiunii V_a aplicată pe dispozitiv, grosimea regiunii de sarcină spaţială creşte (7) pînă cînd pentru :

$$V_a = V_p = \frac{\mathrm{d}^2}{2\varepsilon\rho\mu}, \tag{11}$$

se obţine $W = \mathrm{d}$ — detector cu întreg volumul sensibilizat. Nu orice detector poate lucra însă în acest regim, deoarece chiar dacă suportă tensiunea V_p fără să apară străpungeri, la $V_a = V_p$ curentul invers creşte brusc datorită injecţiei prin contactul ohmic. Contactul

ohmic trebuie să fie de foarte bună calitate (neinjector). Se construiesc în mod special detectoare care să funcţioneze în acest regim, denumite de obicei dE/dx sau *totally depleted*.

Crescînd tensiunea la valori $V_a \gg V_p$, cîmpul electric devine practic uniform, după cum se poate vedea din figura 3, în care s-a reprezentat distribuţia cîmpului $\mathcal{E}(x)$ pentru diferite valori ale raportului $V_a > V_p$.

Pentru tensiuni aplicate $V_a > V_p$ cîmpul electric şi potenţialul sînt date de expresiile :

$$\mathcal{E}(x) = \frac{V_a + V_p}{d} - \frac{2V_p}{d} \cdot \frac{x}{d} = \mathcal{E}_M - \mathcal{E}_p \cdot \frac{x}{d} \quad (12)$$

şi :

$$V(x) = (V_a + V_p) \frac{x}{d} - V_p \cdot \frac{x^2}{d^2}. \quad (13)$$

Valorile maximă şi minimă ale cîmpului electric sînt- :

$$\mathcal{E}_M = \mathcal{E}(0) = \frac{V_a + V_p}{d}; \quad \mathcal{E}_m = \mathcal{E}(d) = \mathcal{E}_M - \mathcal{E}_p = \frac{V_a - V_p}{d}, \quad (14)$$

unde $\mathcal{E}_p = 2V_p/d$ este valoarea maximă a cîmpului electric corespunzătoare cazului $V_a = V_p$.

3.3. *Cîmp electric liniar crescător. Detector gros.* În acest caz distribuţia cîmpului este dată de relaţia :

$$\mathcal{E}(x) = \mathcal{E}_M \cdot \frac{x}{w}, \quad (15)$$

valabilă pentru $0 < x < w$, unde w este grosimea regiunii de sarcină spaţială. O secţiune prin *DS* şi distribuţia cîmpului şi potenţialului este dată în figura 4. Potenţialul variază după legea :

$$V = V_a \cdot \frac{x^2}{w^2}, \quad (16)$$

astfel că valoarea maximă a intensităţii cîmpului electric este :

$$\mathcal{E}_M = \frac{2V_a}{w} = \left(\frac{2V_a}{\rho_p \varepsilon \mu_h}\right)^{1/2}. \quad (17)$$

Din această relaţie se vede că pentru a obţine într-o joncţiune N^+P aceeaşi intensitate a cîmpului ca într-o joncţiune P^+N cu aceeaşi tensiune aplicată, este necesar să se ia un material cu rezistivitate :

$$\rho_p = \gamma_i \rho_N, \quad (18)$$

unde $\gamma_i = \mu_e/\mu_h$, datorită diferenţei dintre mobilităţi.

3.4. *Detector subţire cu cîmp de colectare liniar crescător.* În joncţiuni N^+P subţiri cu tensiuni aplicate $V_a > V_p$ variaţia potenţialului şi cîmpului electric cu distanţa este de forma :

$$V(x) = (V_a - V_p) \frac{x}{d} + V_p \cdot \frac{x^2}{d^2}, \quad (19)$$

şi respectiv :

$$\mathcal{E}(x) = \frac{V_a - V_p}{d} + \frac{2V_p}{d} \cdot \frac{x}{d}, \quad (20)$$

sau punînd în evidenţă valoarea maximă ($\mathcal{E}_M$) şi minimă ($\mathcal{E}_m$) a cîmpului electric :

$$\frac{\mathcal{E}(x) - \mathcal{E}_m}{\mathcal{E}_M - \mathcal{E}_m} = \frac{x}{d}, \quad (21)$$

unde

$$\mathcal{E}_m = \mathcal{E}(0) = \frac{V_a - V_p}{d}; \quad \mathcal{E}_M = \mathcal{E}(d) = \frac{V_a + V_p}{d}. \quad (22)$$

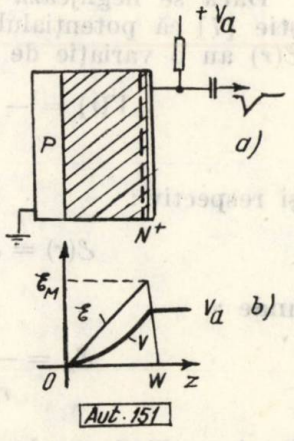


Fig. 4. Secţiune prin DS de tip L cu cîmp liniar crescător (*a*) şi distribuţia cîmpului şi potenţialului (*b*).

Făcînd notaţia :

$$\mathcal{E}_M - \mathcal{E}_m = \frac{2V_p}{d} = \mathcal{E}_p, \quad (23)$$

cu care :

$$\mathcal{E}(x) = \mathcal{E}_m + \mathcal{E}_p \cdot \frac{x}{d}, \quad (24)$$

se obţine o relaţie mai comodă de calcul.

4. Detector de tip H (cîmp electric cu variaţia hiperbolică după rază)

Detectoarele de tip L şi U, cu geometrie plană, sînt folosite încă de la primele începuturi ale aplicaţiilor *DS*. În ultimul timp se construiesc şi detectoare de formă cilindrică coaxială, din Ge, pentru detecţia radiaţiilor gama [5], [6], din motive expuse pe scurt în continuare.

Pentru a obţine eficacitate mare de detecţie a razelor gama, detectoarele Ge (Li) (din germaniu cu litiu driftat) trebuie să aibă un volum sensibil mare. Deoarece grosimea regiunii compensate (w) realizabilă practic este

limitată la valori de ordinul centimetrului, este avantajos să se utilizeze dispozitive de formă cilindrică (fig. 5) în locul celor planare.

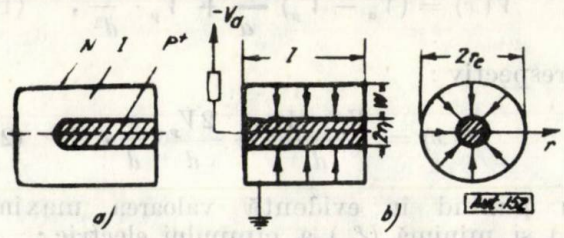


Fig. 5. Secţiune prin două tipuri de detectoare coaxiale.

Experienţa a arătat [5] că în aplicaţii temporale este de preferat să se lucreze cu forma de detector din figura 5, *b* care permite să se obţină rezoluţii temporale mai bune, deoarece dă o dispersie mai mică a timpului de colectare a purtătorilor de sarcină.

Dacă se neglijează efectele de margine, se ştie [7] că potenţialul $V(r)$ şi cîmpul electric $\mathcal{E}(r)$ au o variaţie de forma

$$V(r) = -\frac{V_a}{\ln \frac{r_e}{r_i}} \ln \frac{e}{r} \qquad (25)$$

şi respectiv :

$$\mathcal{E}(r) = \mathcal{E}_M \cdot \frac{r_i}{r}, \qquad (26)$$

unde :

$$\mathcal{E}_M = \frac{V_a}{r_i \ln \frac{r_e}{r_i}}, \qquad (27)$$

r_e şi r_i fiind razele exterioară şi respectiv interioară ale electrozilor dispozitivului. În figura 6 s-au reprezentat grafic, sub formă normată, funcţiile $\frac{V}{V_a}\left(\frac{r}{r_i}\right)$ şi $\frac{\mathcal{E}}{\mathcal{E}_M}\left(\frac{r}{r_i}\right)$, pentru cazul în care $r_e = 2r_i$.

Deoarece interesează numai regiunea dintre electrozi $r_i \leq r \leq r_e = r_i + w$, este convenabil să se facă o translaţie de axe, astfel ca originea pentru noua axă să fie situată pe periferia cilindrului interior ($r = r_i$), astfel că expresia cîmpului electric devine :

$$\mathcal{E} = \mathcal{E}_M \cdot \frac{r_i}{r + r_i}, \qquad (28)$$

din care se obţin :

$$\mathcal{E}(0) = \mathcal{E}_M \text{ şi } \mathcal{E}(w) = \mathcal{E}_M \cdot \frac{r_i}{r_e} = \mathcal{E}_m, \qquad (29)$$

valorile maximă şi respectiv minimă ale cîmpului electric de colectare. Raportul $\mathcal{E}(r)/V_a$ nu depinde de valoarea tensiunii aplicate şi are valoarea :

$$\frac{\mathcal{E}(r)}{V_a} = \left[(r + r_i) \ln \frac{r_i}{r}\right]^{-1}, \qquad (30)$$

astfel că expresia curentului indus dată de teorema lui Ramo-Jen poate fi scrisă în acest caz sub forma :

$$i = \frac{e}{r + r_i} \cdot \frac{\frac{dr}{dt}}{\ln \frac{r_e}{r_i}}. \qquad (31)$$

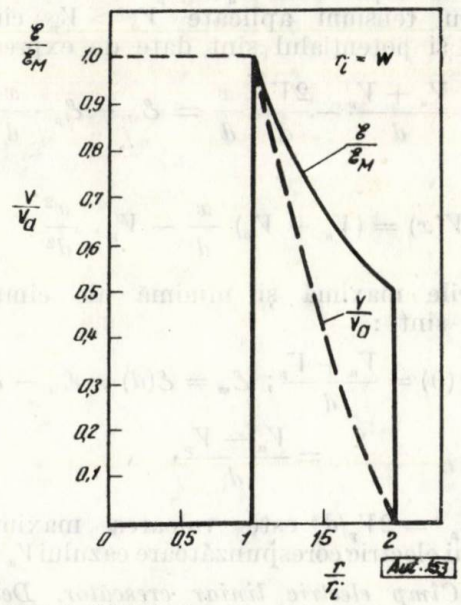


Fig. 6. Distribuţia cîmpului şi potenţialului în detector de tip H pentru cazul $r_e = 2r_i$.

Şi aici, ca şi în cazurile precedente, relaţia se referă la deplasarea unei sarcini de valoare *e* într-un cîmp electric staţionar, în absenţa cîmpului magnetic.

În încheiere este de menţionat faptul că un rol important în determinarea formei impulsului electric furnizat de detector îl joacă şi elementele circuitului echivalent ale acestuia. Rezultatele analizei circuitului echivalent, pentru principalele cazuri de interes practic, au făcut obiectul unei alte lucrări [8].

BIBLIOGRAFIE

[1] Poenaru, D. N. şi Vilcov, N. *Măsurarea radiaţiilor nucleare cu dispozitive semiconductoare.* Bucureşti, Editura Academiei, 1967.

[2] Poenaru, D. N. *Disertaţie,* Institutul politehnic Bucureşti, 1968.

[3] Cavalleri, G. ş.a. În: *Nuclear instruments and methods* 21, 1963, p. 177.

[4] Drăgănescu, M. *Procese electronice în dispozitive semiconductoare de circuit.* Bucureşti, Editura Academiei, 1962.

[5] Malm, H. L. În: *IEEE Transactions NS—13,* nr. 3, 1966, p. 285.

[6] Poenaru, D. N. În: *IEEE Transactions NS—14,* nr. 5, 1967, p. 1.

[7] Răduleţ, R. *Bazele teoretice ale electrotehnicii.* Bucureşti, Editura Institutului politehnic, 1953.

[8] Poenaru, D. N. În: *Nuclear instruments and methods* 54, nr. 2, 1967, p. 229.

RECENZII

S. Florea şi I. Dumitrache. Elemente de execuţie hidraulice şi pneumatice. Bucureşti, Editura didactică şi pedagogică, 1967, 187 pag.

Această lucrare este prima din ţara noastră consacrată exclusiv elementelor de execuţie hidraulice şi pneumatice şi destinată în primul rînd studenţilor din învăţămîntul superior tehnic. Vom examina mai întîi fiecare dintre capitole în parte şi la sfîrşit vom comenta lucrarea în ansamblul ei.

Primul capitol cuprinde consideraţii generale asupra elementelor de execuţie hidraulice şi pneumatice, precizînd locul lor în sistemele de reglare şi de comandă, unele caracteristici constructive şi funcţionale generale şi aspectele economice legate de aceste elemente. Singura observaţie critică se referă la terminologia şi notaţia mărimilor din schema-bloc, care nu corespund cu STAS 6019, care se ocupă de terminologie în automatică.

În cuprinsul lucrării, elementul de execuţie din schema-bloc a unui sistem automat este constituit din două părţi: organ de execuţie care influenţează procesul şi element de execuţie, care primeşte comanda şi modifică corespunzător organul de execuţie.

În capitolul 2 „Noţiuni generale de mecanica fluidelor" se face o prezentare succintă a teoriei generale întrebuinţată în restul volumului.

Capitolul 3 „Organe de execuţie" este unul dintre cele mai importante ale lucrării, în el exprimîndu-se metodele de calcul pentru dimensionarea lor, pentru diferite necesităţi ale proceselor tehnologice. În special este tratat amănunţit — cazul de departe cel mai frecvent în aplicaţii al elementelor de execuţie destinate a regla debitele de fluide, întrebuinţîndu-se metoda general întrebuinţată a debitului specific q_v. Cîteva exemple de calcul cu date numerice completează expunerea teoretică.

Capitolele 4, 5 şi 6 se ocupă de elementele de execuţie şi de comandă hidraulice. Ţinînd seamă şi de cele expuse în capitolul 1, cititorul are o oarecare dificultate să facă o separaţie între elementele de execuţie hidraulice (5 pagini) şi elemente de comandă hidraulice (20 pagini). Credem că înglobarea expunerii din capitolele 4, 5 şi 6 într-un singur capitol trebuie examinată cu ocazia pregătirii unei viitoare ediţii. Pe de altă parte textul respectiv cuprinde cea mai bună prezentare a elementelor de execuţie hidraulice şi a calculului lor din literatura noastră de specialitate.

Capitolul 7 se ocupă de elementele auxiliare ale sistemelor hidraulice şi cuprinde informaţiile esenţiale pentru dimensionarea acestor părţi auxiliare ale sistemelor automate hidraulice. Întrucît cartea se adresează şi specialiştilor care se ocupă cu proiectarea şi exploatarea instalaţiilor dotate cu asemenea elemente ne-am fi aşteptat să se indice şi unele exemple de calcul tipice.

Capitolul 8 se ocupă de elementele de execuţie pneumatice şi prezintă de fapt toate problemele care pentru elementele de execuţie hidraulice formau capitolele 4, 5 şi 6. Considerăm expunerea ca completă, abordînd toate aspectele elementelor respective. Îndeosebi calculul elementelor de execuţie în regim dinamic constituie o prezentare originală, concisă şi legată de problemele de ansamblu ale sistemelor de reglare în ceea ce priveşte funcţiile de transfer ale acestor elemente. Autorii introduc în acest capitol şi unele consideraţii asupra elementelor realizate întrebuinţînd jeturile de aer.

Capitolul 9 „Elementele auxiliare ale sistemelor de reglare", satisfăcător poate la nivelul unui curs universitar este insuficient pentru a fi consultat în aplicaţii practice. Ar fi fost util dacă se dădeau şi unele exemple de calcul pentru dimensionarea acestor instalaţii, precum şi indicaţii mai precise asupra caracteristicilor pe care trebuie să le aibă aerul instrumental. În legătură cu aceasta trebuie avut în vedere că în instalaţiile de automatizare elementele de execuţie cele mai numeroase sînt de tip pneumatic.

Capitolul 10 „Legătura cinematică între elementul de execuţie şi organul de reglare (execuţie)" credem că ar fi putut fi intercalat în capitolele precedente, nefiind justificată prezenţa unui capitol separat pentru un text de aproximativ o pagină.

Studiul prin modelare al sistemelor hidraulice şi pneumatice, problemă care constituie subiectul capitolului 11, prezintă un interes deosebit şi cuprinde o expunere completă a elementelor hidraulice. În legătură cu cele observate la comentarea capitolului 9, trebuie însă să regretăm că modelarea sistemelor pneumatice nu este prezentată.

În anexa 1 se prezintă simbolurile şi semnele convenţionale CETOP. Ar fi fost util ca să se indice şi să se comenteze şi standardele româneşti din acest domeniu.

Cartea se termină cu o bibliografie cuprinzînd 54 referinţe.

În ansamblu cartea prezintă în mod deosebit de reuşit aspectele teoretice legate de funcţionarea şi dimensionarea elementelor de execuţie hidraulice şi pneumatice, numeroase exemple de calcul bine alese, precum şi indicaţii practice utile în legătură cu aceste elemente. Este deci o carte valoroasă.

Referindu-ne la intenţia autorului de a se adresa şi specialiştilor care se ocupă cu proiectarea, construcţia şi exploatarea instalaţiilor şi dispozitivelor hidraulice şi pneumatice, credem că era indicată o dezvoltare a unor capitole, în special cu informaţii precise asupra realizărilor recente, sau acelea care se vor produce în Republica Socialistă România în viitorul apropiat. Ar fi fost necesară deci o suplimentare cu asemenea informaţii care ar fi mărit volumul cu 30—40 pagini.

Constituie o surpriză tirajul foarte redus al cărţii — 1000 exemplare — şi o nedumerire că nu a fost tipărită de Editura tehnică, făcînd astfel inutilă tipărirea de asemenea lucrări traduse din limbi străine. Credem că problema trebuie reluată pentru tipărirea cît de curînd a unei ediţii a doua în care să se ţină seamă şi de observaţiile critice de mai sus.

I. Papadache

D. F. Hoeschele Jr. Tehnici de conversiune analog digitală şi digital-analogică (Analog-to-digital, digital-to-analog conversion techniques). New York, Londra, Sidney, John Wiley & Sons, Inc., 1968, 455 pag.

Această lucrare tratează tehnicile de conversiune analog-digitală şi digital-analogică de la nivelul sistemelor (diagramă sau schemă-bloc), pînă la detalii de proiectare a echipamentului. Iniţial nu a fost realizată ca un manual, ci mai degrabă ca o lucrare de bază, care să puncteze cîteva tehnici care şi-au dovedit eficienţa.

Lucrarea este împărţită în 12 capitole. Fiecare capitol începe cu un subcapitol, în care se expun bazele teoretice pentru materialul care urmează. Tot aici se discută şi parametrii mai importanţi care au legătură cu subiectul capitolului.

Astfel, capitolul 1 expune cunoştinţe introductive privind convertoarele analog-digitale şi digital-analogice. Se remarcă schemele-bloc logice ale unor convertoare digital-analogice (ca convertorul digital-analogic cu trei biţi şi un bit de semn, convertor digital-analogic cu *împărţirea timpului* şi altele), ale unor convertoare analog-digitale (ca sistemul de conversie analog-digitală prin aproximaţii succesive) şi ale unor voltmetre digitale.

Capitolul al 2-lea discută importanţa metodelor de analiză a erorilor şi expune cîteva din acestea, ilustrînd totodată metodele expuse cu exemple de analiză a erorii la un sistem de conversiune analog-digital. În următoarele două capitole se examinează în detaliu logica digitală şi comutaţia analogică. Se descriu astfel microcircuitele digitale integrate cu siliconi (caracteristici şi performanţe) şi caracteristicile analogice de comutaţie ale diodelor semiconductoare, transistoarelor bipolare şi ale celor cu efect de cîmp.

Capitolele 5 şi 6 tratează funcţionarea şi proiectarea decodificatoarelor digital-analogice: capitolul 5, funcţionarea şi ecuaţiile de transfer ale diferitelor tipuri de decodificatoare digital-analogice, capitolul 6, proiectarea şi analiza erorii

acestora. Capitolul al 7-lea descrie modul de generare al tensiunii de referinţă şi reglarea acestuia, iar capitolul al 8-lea, comparatoarele de tensiune analogice (cu reacţie pozitivă, cu *chopper*, cu diodă tunel etc.).

Dispozitivele analogice, statice sau electromecanice, care realizează selecţia şi comutaţia unui anumit canal, la un moment de timp anumit sînt descrise în capitolul al 9-lea. Unele probleme ale codificării şi descrierea unor dispozitive care realizează conversiunea poziţiei în semnal electric (codificat), fac obiectul capitolului 10.

Pînă aici s-a vorbit mai ales de convertoarele digital-analogice. În capitolele 11 şi 12 este rîndul convertoarelor analog-digitale. Primul din acestea descrie tipurile mai importante, în timp ce ultimul examinează aspectele legate de proiectarea convertoarelor analog-digitale.

Lucrarea se încheie cu un apendice (tabele binar-zecimal, teoremele reţelelor, ecuaţiile lui Ebers şi Moll, diferite alte tabele), cu liste de simboluri şi un index.

În final trebuie remarcat că tehnicile de conversie analog-digitală şi digital-analogică, astăzi aduse la un înalt grad de dezvoltare de către cercetătorii şi inginerii din industrie, prezintă în prezent o mare importanţă pentru unele domenii în care concepţia instalaţiilor reclamă aparatură hibridă. În afară de domeniile menţionate anterior (aparatură de măsură analog-digitală, calculatoare hibride), mai menţionăm şi aparatura de cercetare spaţială. Un alt domeniu în care tehnica analog-digitală cucereşte teren este cel al reglării automate şi sistemele informaţionale şi de prelucrare a datelor, în care această tehnică şi-a dovedit avantajele.

Cartea autorului american, un specialist în domeniu (de la General Electric Company), reprezintă un instrument puternic pentru inginerul proiectant şi cercetător. Scopul cărţii este de a ajuta pe proiectant la proiectarea şi utilizarea echipamentelor de conversie. Ea este de asemenea utilă cercetătorilor, cadrelor didactice şi studenţilor care se interesează de acest domeniu modern de preocupări: tehnica echipamentelor de conversie analog-digital şi digital-analogice.

Fl. Stănciulescu

B. Zacharov. Digital systems logic and circuits. London, George Allen and Unwin Ltd. 1968, 160 pag.

Cartea face parte din seria Unwin Studies in Physics şi cuprinde principiile fundamentale ale logicii digitale, astfel încît asimilarea textului permite cititorului să înţeleagă funcţionarea oricărui sistem electronic de calcul numeric modern.

Cuprinsul volumului pe capitolele lui principale este următorul:

După introducere (cap. 1), capitolul 2 (22 pag.) se ocupă de sisteme de numeraţie, şi anume de: reprezentările numerelor în general, reprezentarea numerelor negative, conversia numerelor cu baze diferite şi, în cea mai mare parte, de reprezentarea numerelor în sistemul binar. În legătură cu aceasta se studiază codurile utilizate pentru reprezentarea binară a cifrelor zecimale, inclusiv codurile ciclice şi codurile detectoare şi corectoare de erori cu exemplificări în codul Hamming. În capitolul 3 (26 pag.) se expune algebra lui Boole: axiome şi postulate, diagrame-bloc, diagrama lui Venn, teoremele de bază, diagrama Veitch, diferite exemple de operaţii logice cu două variabile booleene, funcţii secvenţiale, celule de memorie binară.

Putînd fi diferite reprezentări a unei funcţii booleene, pentru a stabili cea mai simplă şi economică soluţie din punctul de vedere al realizării fizice, este necesar să se stabilească care este funcţia booleană cea mai simplă sau minimală. Cu această problemă se ocupă capitolul 4 (16 pag.) — simplificarea expresiilor booleene. Se expun aici metodele de minimalizare, întrebuinţînd diagrama Karnaugh, formele canonice ale funcţiilor booleene, metoda de simplificare Quine.

Realizarea fizică a operaţiilor logice este expusă în capitolul 5 (48 pag.), şi anume cu elemente electrice: circuite logice cu relee, cu diode, cu transistoare. Cea mai mare parte din acest capitol se ocupă de circuitele logice obţinute prin combinaţia transistoarelor cu diferite alte elemente electrice, de circuitele basculante, de circuitele de întîrziere cu elemente monostabile şi în sfîrşit de circuite logice realizate cu diode tunel. Circuitele logice magnetice formează subiectul capitolului 6 (9 pag.). Ultimul capitol (10 pag.) se ocupă de circuite logice sub formă matricială, adică circuite care au mai multe ieşiri şi mai multe intrări şi care pot fi descrise cu o funcţie matricială booleană.

Fiecare capitol se termină cu o bibliografie amplă de lucrări recente în acest domeniu.

În concluzie lucrarea este destinată să fie o introducere în principiile de bază ale sistemelor numerice electronice. Cartea se adresează inginerilor care proiectează sau întrebuinţează sisteme numerice.

Stilul expunerii direct şi simplu face ca lectura să fie uşoară şi plăcută.

Credem că pe lîngă lucrarea amplă P. Naslin — Circuite logice şi automatizări secvenţiale — publicată de Editura tehnică în 1967, traducerea acestei lucrări ar fi folositoare unui mare număr de ingineri care se ocupă la noi de practica circuitelor logice.

I. Papadache

CRONICĂ

Expoziţia CEFAR, Bucureşti, aprilie 1969

În zilele de 14—19 aprilie 1969 a avut loc la Bucureşti, în sala din str. Brezoianu 23, expoziţia organizată de Clubul constructorilor francezi exportatori de aparate de măsură, control, reglare şi automatizare (CEFAR-Paris). La expoziţie au participat două grupuri mari de firme franceze specializate, grupul COMEF şi grupul SEMIRA, precum şi firmele I.E.R., S.A.I.P. şi Schlumberger. Domeniile mari pe care le-au acoperit exponatele sînt cele ale electronicii şi metrologiei, fizicii nucleare, tehnicii informaţiei, telecomunicaţiilor, automatizării şi controlului industrial, medicinii.

În larga gamă de aparate expuse s-au remarcat înregistratoarele pentru cercetarea ştiinţifică şi controlul industrial ale firmei Sefram şi anume înregistratoarele potenţiometrice de la 1 mV pentru 250 mm şi înregistratoarele galvanometrice de la 0,2 10^{-9} A/mm sau 0,5 μV/mm; de asemenea înregistratoarele oscilografice cu mai multe piste pentru măsurarea tensiunilor, curenţilor, puterilor, presiunilor, controlul servomecanismelor, cercetarea medicală.

Firma Telec a expus înregistratoare pentru osciloscop, oscilografe cu tuburi catodice încorporate, înregistratoare fotografice cu galvanometre, extensometre, punţi de extensometrie statică şi dinamică, amplificatoare de extensometrie, dinamometre, captoare de presiune, captoare de vibraţii, generatoare de joasă frecvenţă, frecvenţmetre, voltmetre, aparate de alimentare stabilizată de joasă tensiune cu tranzistoare şi circuite integrate.

Aparate de control au fost expuse şi de firma Metrix, dintre ele evidenţiindu-se un multimetru pentru intensităţi şi tensiuni continue (40 000 Ω/V), intensităţi şi tensiuni alternative, dotat cu rezistenţe, ohmmetru şi celulă fotoelectrică; un multimetru numeric care realizează sinteza unui multimetru clasic cu 25 de calibre acoperind cinci funcţiuni (tensiuni continue şi alternative, intensităţi continue şi alternative, rezistenţe) cu un voltmetru numeric de mare impedanţă de intrare.

Firma I.E.R. a fost prezentă cu aparate de imprimat de dimensiuni mici, concepute sub formă de cofret conţinînd, pe lîngă blocul de imprimare, toate circuitele electronice necesare funcţionării lor. Datele, introduse în cod binar zecimal, sînt identificate cu ajutorul circuitelor electronice şi imprimate pe bandă de hîrtie. Aceeaşi firmă a expus lectoare de bandă perforată, înfăşurătoare-desfăşurătoare cu două motoare reglate după tensiunea panglicii perforate la intrarea şi la ieşirea capului lector, imprimatoare numerice sau alfanumerice cu viteza de 20 linii/s, imprimatoare miniatură cu decodaj electronic, trasoare de curbe cu intrare numerică cu capacitatea de înregistrare de la 10^2 la 10^5.

Multimetre cu voltmetre şi ampermetre continue şi alternative; frecvenţmetre-cronometre-periodmetre de 22 şi 50 MHz, integral echipate cu circuite cu semiconductoare (tranzistoare şi diode cu siliciu), au figurat printre exponatele firmei Schlumberger.

Prin marea varietate a aparatelor expuse şi prin înalta lor tehnicitate, expoziţia a prezentat un deosebit interes pentru specialişti.

M. Ciuntu

Expoziţia industrială cehoslovacă la Bucureşti

Expoziţia industrială cehoslovacă, deschisă la Bucureşti în ziua de 30 aprilie 1969, cuprinde pe lîngă maşini-unelte, produse ale industriei chimice, maşini rutiere şi de construcţie, autoturisme, produse ale industriei textile, confecţii etc. şi aparatură foarte variată din domeniile electronicii şi automaticii. Vom semnala unele aspecte noi în aceste sectoare.

În cunoscutele calculatoare cehoslovace din seria MEDA-T s-au introdus noi dispozitive pentru a ridica gradul de automatizare al calculelor, iar în locul potenţiometrelor obişnuite s-au folosit potenţiometre miniaturizate elicoidale.

Au intrat în faza de producţie generatorul pentru semnale aleatorii GENAP-2 şi filtrul activ AKFI-T, care constituie, împreună cu calculatoarele MEDA-T, dispozitive pentru modelarea statistică. GENAP-2 este un generator pentru semnale aleatorii continue sau discrete. Semnalele aleatorii obţinute pot fi folosite pentru modelarea sistemelor reale, în care apar perturbaţii aleatorii, pe calculatoare numerice sau analogice. Ca model fizic al semnalului aleatoriu se utilizează zgomotul diodei semiconductoare care este amplificat şi modulat în mod corespunzător la intervale de timp aleatorii. Prin alegerea intervalului de calcul se schimbă frecvenţa de repetare a generatorului. Filtrul activ AKFI-T a fost amenajat în aşa fel încît să poată fi folosit şi ca un calculator mic universal.

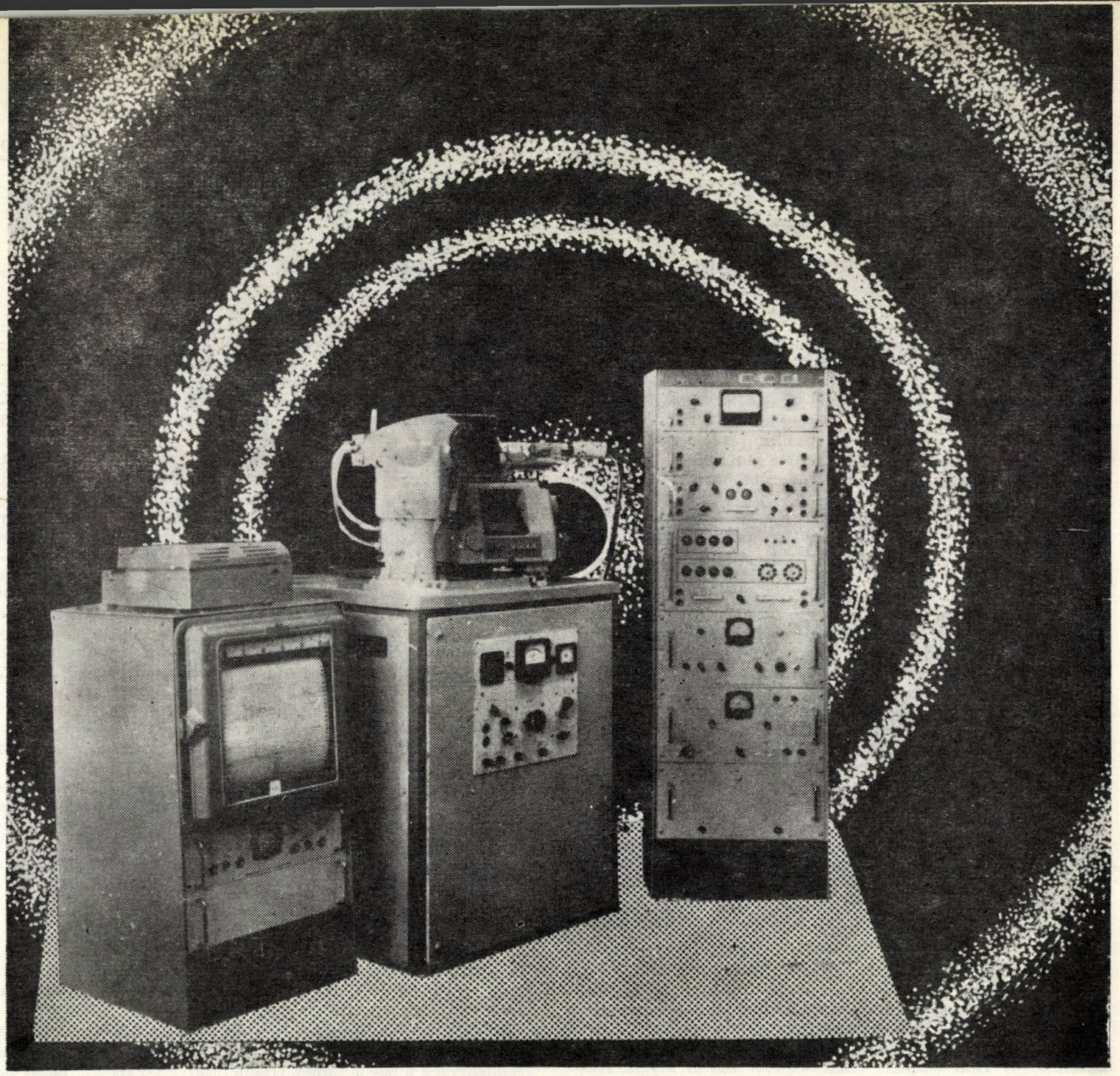
Inregistratorul de coordonate BAK-47 este construit după un tip nou faţă de tipurile anterioare: toate elementele electronice sînt complet tranzistorizate; fixarea hîrtiei de înregistrare este executată electrostatic; înregistrarea poate fi efectuată continuu cu peniţa şi discontinuu cu cap de imprimare, cu cinci simboluri grafice de selecţie; baza de timp este încorporată.

Pentru transformarea informaţiilor înregistrate pe bandă perforată în semnale electrice corespunzătoare, industria cehoslovacă a pus la punct traductorul FS-2200-N, bazat pe fenomenul fotoelectric. Circuitele electronice care comandă funcţionarea aparatului fac posibilă deplasarea benzii pe sectoare cu orice număr de simboluri, cu viteza pînă la 220 simboluri/s. Traductorul fotoelectric pentru bandă perforată este rezolvat ca un aparat independent alimentat de la reţea. El poate fi uşor conectat la calculator. Aparatul are o alimentare stabilizată şi, pentru răcire, o circulaţie forţată a aerului. Executarea lui din elemente compuse permite adaptarea elastică la semnalele de comandă şi de ieşire.

Din domeniul automaticii menţionăm automatul pentru sudare în atmosferă de protecţie tip LSA-500. Automatul este echipat cu un dispozitiv de reglare complet tranzistorizat. Elementele de comandă sînt concentrate într-un singur panou. Concepţia după care a fost construit aparatul permite alegerea prealabilă a trei curenţi de sudare. Un dispozitiv supraveghează automat rosturile de sudură. Curentul de sudare este continuu şi poate atinge 500 A; diametrul sîrmei de sudare variază între 0,8 şi 2,4 mm.

Exponatele prezentate de industria cehoslovacă sînt caracterizate prin soluţii originale şi tehnicitate ridicată.

M. Ciuntu



ДРОН·1

DIFRACTOMETRU ROENTGEN DRON-1

- ◇ instalație universală pentru analiza generală Roentgen a structurii, studiul cristalelor monolite și al texturilor, determinarea unghiurilor de tăiere a plăcilor monocristaline
- ◇ poate funcționa cu camere de înaltă și joasă temperatură
- ◇ precizie ridicată de măsurare a unghiurilor de difracție.

Informațiile se cer la adresa:

V/K „TEHSNABEXPORT"
Moscova, G—200, U.R.S.S.
Telefon: 244-32-85 Telex: 239

VSESOJUZNAJA EXPORTNO-IMPORTNAJA KONTORA

Techsnabexport

USSR · MOSCOW

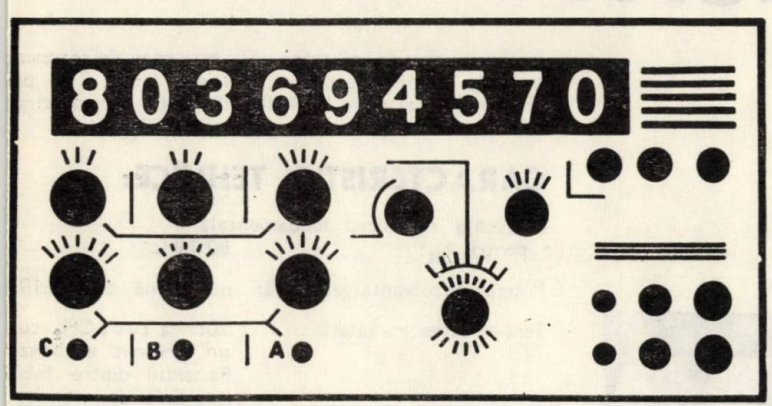
PUBLICOM

Laboratorul, atelierul și serviciul de măsurări și încercări în aproape toate domeniile electronicii și tehnicii necesită numeroase și diferite instrumente de măsură electronice.

Voltmetre numerice
Convertoare pentru voltmetre numerice
Frecvențmetre numerice

Oscilatoare și generatoare de semnale
Generatoare de impulsuri
Voltmetre, ampermetre și wattmetre electronice
Osciloscoape
Surse de alimentare în curent continuu
Stabilizatoare de tensiune alternativă
Diferite instrumente de măsură electronice speciale

Fabrica de instrumente de măsură electronice (EMG) ocupă o poziție importantă în industria electronică din Ungaria. EMG dezvoltă și fabrică instrumente potrivite pentru o mare varietate de măsurări. În afară de modele obișnuite, fabricate curent, de instrumente electronice (produse de fabrică în mari cantități), laboratorul de dezvoltări din EMG realizează în fiecare an un număr de noi instrumente moderne care îndeplinesc orice cerințe din tehnica măsurării.

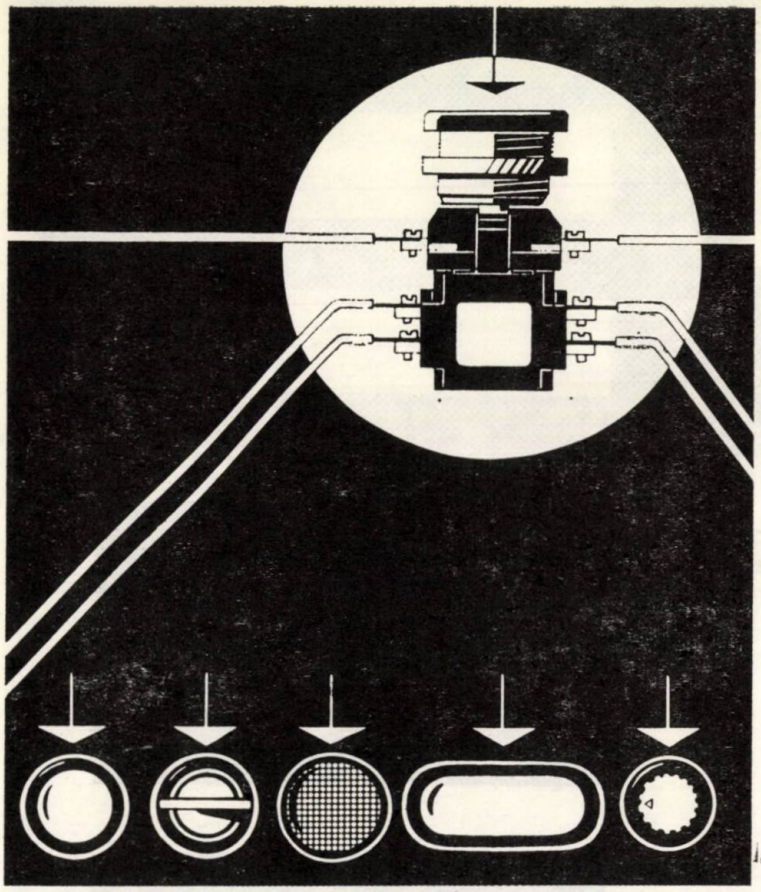


Fabricat de
EMG Fabrica de instrumente de măsură electronice
Budapesta XVI, Cziráky u. 26—32 Ungaria
Telex: 33—50 Telefon: 837—950

Exportat de:
Metrimpex Societate de export pentru aparate
Budapesta 62, POB 202

PUBLICOM

EMG



DISPOZITIVE AUXILIARE ACȚIONATE MANUAL — SUBANSAMBLURI ALE INSTALAȚIILOR AUTOMATE DE PRODUCȚIE

În domeniul dispozitivelor acționate manual fabricăm manipulatoare de tacheți, dispozitive auxiliare de manipulare, comandă și semnalizare. Programul nostru de dispozitive auxiliare se caracterizează prin construcție robustă, siguranță de funcționare, dimensiuni mici și formă modernă (execuții în formă rotundă sau pătrată).

Întreaga serie de dispozitive auxiliare a fost construită după sistemul subansamblurilor tipizate. Aceasta înseamnă că sînt create posibilități de extindere în folosirea acestor dispozitive și multiple variante de schemă.

Vă oferim cu plăcere orice informații. Cereți prospecte.

ELEKTRO-APPARATE-WERKE DER DDR

EAW

Exportator:

Elektrotechnik
EXPORT-IMPORT

VOLKSEIGENER AUSSENHANDELSBETRIEB DER DEUTSCHEN DEMOKRATISCHEN REPUBLIK
104 BERLIN
REPUBLICA DEMOCRATĂ GERMANĂ

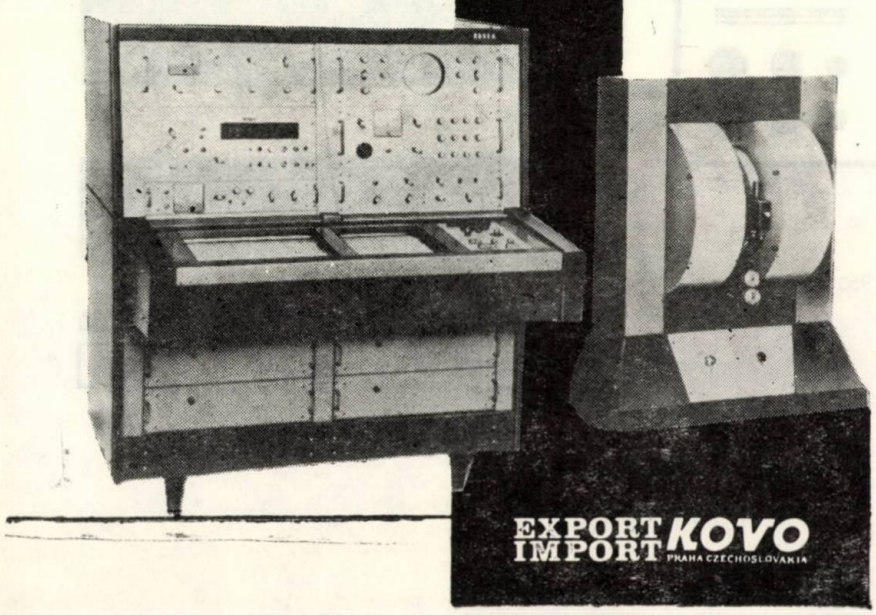
Informații de export se pot obține prin:
Ambasada R.D.G. din R.S. România Secția de politică comercială
ELEKTROTECHNIK
Calea Dorobanților 14 — București

SPECTROMETRU TESLA BS 487 A

Spectrometrul pentru rezonanță nucleară magnetică BS 487 A este un aparat de măsurat nou și perfecționat, echipat cu stabilizare cu protoni cu ajutorul unei probe, cu corecție automată a omogenității cîmpului magnetic, cu numărător electric și cu înregistrator plan. Perfecționarea rezultă dintr-o creștere esențială a puterii rezolvante, precum și din sensibilitatea și reproductibilitatea spectrului.

BS 487A

TESLA



EXPORT IMPORT KOVO PRAHA CZECHOSLOVAKIA

Aparatul permite utilizarea unor procedee de rezonanț multiple (Spin Decoupler, Ticling, Indor, TSI) pri obținerea unei sfere largi de informații asupra struc turii spectrului de rezonanță nucleară magnetic.

CARACTERISTICI TEHNICE:

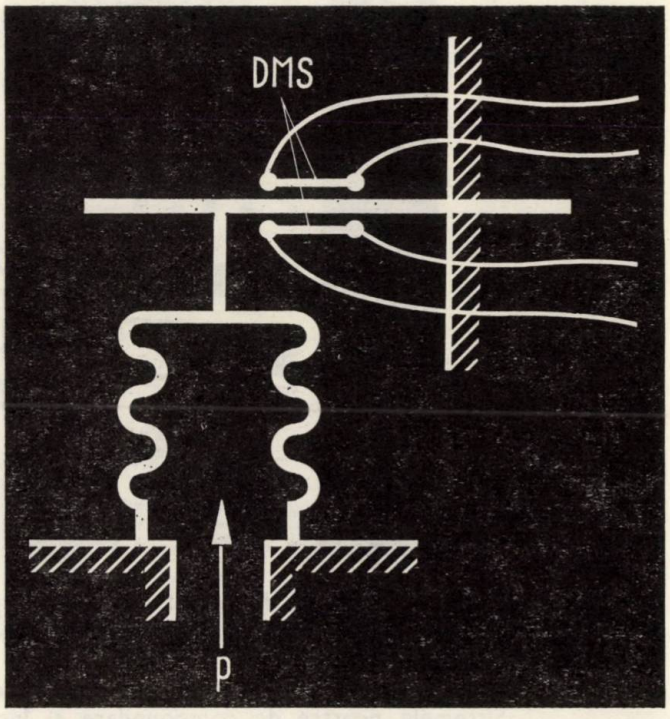
Frecvența de lucru fundamentală pentru 1_H:	80 MHz
Puterea rezolvantă garantată:	mai bună decît 5.10⁻
Sensibilitatea garantată:	20:1 la cuarț CH_2 cu un procent etilbenzo Raportul dintre înălți mea liniei de intensitat față de media zgomotulu
Frecvențe de lucru suplimentare după ajustare:	1_H 20, 40, 60 MHz 19_F 60 MHz 31_P, 11_B, 19_F 20 MHz
Domeniul de reglare al cîmpului magnetic:	0,45 pînă la 1,9 T (4500 pînă la 19000 G
Reproductibilitatea spectrului:	0,2 Hz/20 min
Corecție automată de omogenitate:	prin corector Y
Integrator electronic:	precizie 2%

PUBLICOM

SIEMENS

Traductor nou

La INTERKAMA 1968 am prezentat pentru prima oară noul nostru traductor pentru tehnologia de fabricație. În acest sector pentru tehnica măsurării este nou înainte de orice principiul de măsurare: transformarea mărimilor de măsurat mecanice în semnale electrice întrebuințînd marca tensometrică semiconductoare (DMS).



Avantajele noului nostru traductor sînt:

—Măsurare practic fără deplasare.
—Insensibilitate extremă la șocuri și trepidații.
—Largă insensibilitate față de poziția mecanismului de măsurare.
— Greutate totală redusă și formă constructivă mică și robustă.
— Rezultatul măsurării nu este influențat de presiunea statică.
— Precizie de măsurare extrem de mare.

Vă trimitem cu plăcere prospecte tehnice asupra traductorului nostru.

Vă rugăm adresați-vă fabricii noastre pentru tehnica măsurării (Wernerwerk für Messtechnik), 75 Karlsruhe 21, Postfach, Republica Federală a Germaniei.

Traductoare livrabile Extras	Domeniul de măsură min ..... max	Mediul măsurat			
		agresiv	agresiv limitat	lichid	gaz
Pentru presiune diferențială și debit Presiune nominală 0,5 și 2,5kgf/cm²	10 pînă la 640 mm c. a.		●		●
Pentru presiune diferențială și debit Presiune nominală 500 kgf/cm²	640 pînă la 20 000 mm c.a.		●	●	●
Pentru presiune diferențială și debit Presiune nominală 500 și 100 kgf/cm²	640 pînă la 20 000 mm c.a.	●	●	●	●
Convertor pneumatic electric	0,2 pînă la 1,0 kgf/cm²		●		●
Pentru presiune	6,4 pînă la 200 kgf/cm²	●	●	●	●
Pentru nivel	0,35 pînă la 5 m $0,1<\gamma<1,6$ kg/dm³	●	●	●	

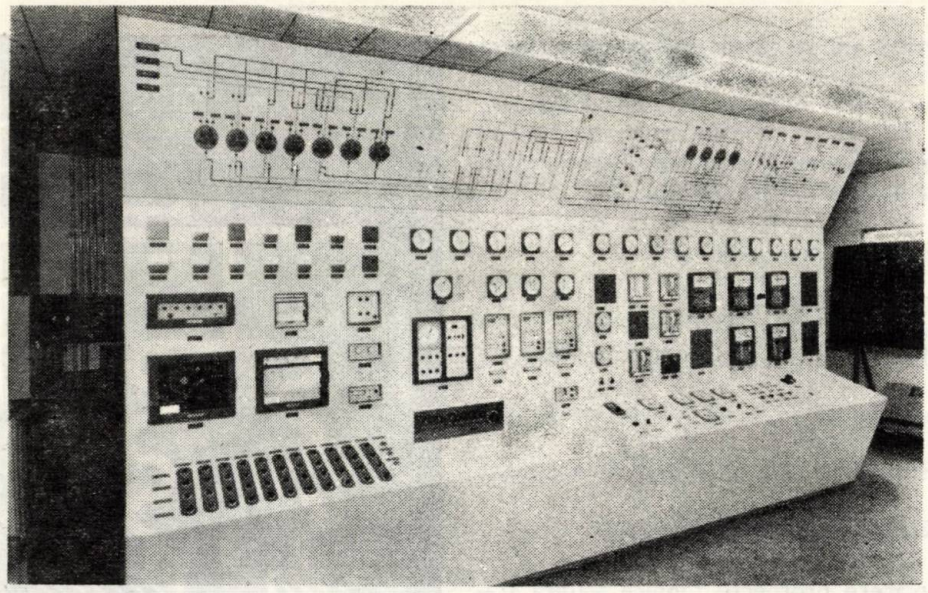
În toate problemele din tehnica măsurării
Siemens este partenerul dv.

PUBLICOM

HOKUSHIN
ELECTRIC WORKS, LTD.

PIONIER ÎN EPOCA INOVAȚIILOR
TEHNOLOGICE

SISTEME AUTOMATE DE COMPOUNDARE ȘI ÎNCĂRCARE



În toate rafinăriile de petrol din lume se practică azi operațiile automatizate. Pentru a face față cererii tot mai mari de produse, se folosesc cu succes multe sisteme automate, ca de exemplu sistemul de comandă ε-line.

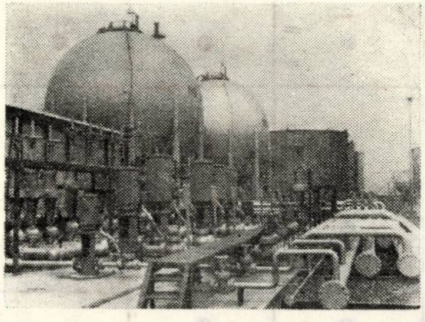
Problema actuală este găsirea unui sistem de depozitare și distribuție automată.

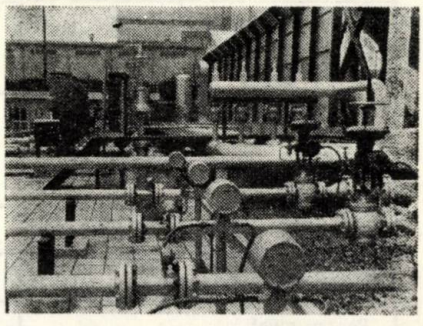
Sistemele noastre de compoundare și încărcare automată electronică DB sînt foarte eficiente.

PRODUSELE PRINCIPALE

aparatură industrială și echipament de automatizare

Aparatură electronică pentru automatizare
Aparatură de reglare de tip ε-line
Aparatură de automatizare pneumatică
Analizoare de gaze
Cromatografe pentru gaze, Analizoare de sulfuri, Spectrometre, Clorinatoare etc.
Instrumente de măsură cu bobină mobilă
Echipamente pentru centralizarea informațiilor
Dispozitive de testare
Mașini de centralizat informațiile
Calculatoare de proces
Echipament de reglare a temperaturii π-line
Aparatură numerică pentru realizat amestecuri





SÎNTEM LA DISPOZIȚIA DV. CU PLĂCERE PENTRU INFORMAȚII SUPLIMENTARE.
REPREZENTANȚA NOASTRĂ ÎN EUROPA E LA DISPOZIȚIA DUMNEAVOASTRĂ.

HOKUSHIN ELECTRIC WORKS, LTD.

Birourile centrale: 30—1, 3-chome, Shimomaruko, Ohta-ku, Tokyo, Japonia
Adresa telegrafică: „TOKIOHOKUSIN" TOKYO
Telex: 246—6073 TOKHOKUSHIN TOK

PUBLICOM

CONTENTS

DC 621–503.32

Dumitrescu, Vl. :

Extremal regulating system with variable structure.

Automatica şi Electronica 13, nr. 3, may-june 1969. p. 87–94

An extremal system improved by the use of the structure (mode)commutation is analysed. An extremal regulator with measuring of the derivative is considered and the performances of the system with and without variable structure are studied in the phase plane.

It is pointed out that by the introduction of the mode commutation it is possible to eliminate the self-oscillating regime around the extremum and to improve „the exploitation loss".

DC 661–503.32

Marinoiu, V. :

Static and dynamic characteristics of chemical tubular reactors.

Automatica şi Electronica 13, nr. 3, may-june 1969, p. 95–100

The static and dynamic characteristics of homogenous chemical tubular reactors are discussed in a unitary form. The mathematical model is analysed and numerically solved for a chemical reaction of the second order. Some new aspects concerning the establishment of initial conditions are pointed out, the axial diffusion in dynamic regime is considered and the convergence conditions of the numerical solutions for this kind of models are presented.

DC 621.385.14 : 621.316.5

Vătăşescu, A. :

A general turn-on condition for a pnpn device.

Automatica şi Electronica 13, nr. 3, may-june 1969, p. 101–104

The paper critically analyses the conditions imposed so far for obtaining some relations between the static and dynamic amplifying factors which might characterize the returning point. A simpler method of calculating these relations is suggested, taking into account the reaction existing in the transistor system analogous to the pnpn device. The results have been confirmed by experimental checks.

DC 621.317.7.016.352

Ruginǎ, I. :

A statistic method of determining the behaviour of measuring systems.

Automatica şi Electronica 13, nr. 3, may-june 1969, p. 105–110

The description is given of a method of determining the dynamic behaviour of linear measuring systems consisting in the establishment of some calculus relations of the mean quadratic values of the errors introduced by them for signal classes given by static characteristics.

DC 621.374–232 : 621.385.3

Negreanu, D. :

The study of a multivibrator with the series-connected transistors.

Automatica şi Electronica 13, nr. 3, may-june 1969, p. 110–119

A study concerning the functioning of a multivibrator with two transistors connected in series is presented, the designing relations of this circuit are determined and the results obtained experimentally are given.

DC 621.319.2 : 621.315.616.95

Steiner, M. :

Some experimental data regarding the artificial ageing of capacitors with styroflex.

Automatica şi Electronica 13, nr. 3, may-june 1969, p. 119–123

DC 621.396.622.7.011.1

Poenaru, D. :

The distribution of the electric collecting field of the load carriers in detectors with semiconductors.

Automatica şi Electronica 13, nr. 3, may-june 1969, p. 123–126

REVIEWS 127–128

CHRONICLE 129

SOMMAIRE

CD 621–503.32

Dumitrescu, Vl. :

Système de réglage extrémal à structure variable.

Automatica şi Electronica 13, no. 3, mai-juin 1969, p. 87–94

On analyse un système extrémal amélioré par l'utilisation de la commutation de structure (ou bien de mode). On considère un régulateur extrémal qui mesure la dérivée et l'on étudie — dans le plan des phases — les performances du système avec ou sans structure variable.

On montre que par l'introduction de la commutation de mode, on élimine le régime auto-oscillant qui entoure l'extrême et on améliore „la perte d'exploitation".

CD 661–503.32

Marinoiu, V. :

Caractéristiques statiques et dynamiques des réacteurs chimiques tubulaires.

Automatica şi Electronica 13, no. 3, mai-juin 1969, p. 95–100

L'ouvrage traite, sous une forme unitaire, les caractéristiques statiques et dynamiques des réacteurs chimiques tubulaires homogènes. Le modèle mathématique est analysé et résolu numériquement pour une réaction chimique de deuxième ordre. On met en évidence de nouveaux aspects concernant l'établissement des conditions initiales, on considère la diffusion axiale en régime dynamique et l'on présente les conditions de convergence des solutions numériques pour ce genre de modèles.

CD 621.385.14 : 621.316.5

Vătăşescu, A. :

Une condition générale d'ouverture pour un dispositif pnpn.

Automatica şi Electronica 13, no. 3, mai-juin 1969, p. 101–104

Dans cet ouvrage on analyse les conditions imposées jusqu'à présent pour l'obtention de certains rapports entre les facteurs statiques et dynamiques d'amplification, qui puissent caracteriser le point de retour. On propose une méthode plus simple pour le calcul de ces rapports, en tenant compte de la réaction existante dans le système de transistors analogue au système pnpn. Les résultats se basent sur des vérifications expérimentales.

CD 621.317.7.016.352

Rugină, I. :

Méthode statistique pour la détermination du comportement dynamique des systèmes de mesurage.

Automatica şi Electronica 13, no. 3, mai-juin 1969, p. 105–110

On présente une méthode de détermination du comportement dynamique des systèmes de mesurage linéaires, méthode qui consiste en l'établissement de certains rapports de calcul entre les valeurs moyennes carrées des erreurs introduites par ces systèmes, pour les classes de signaux données par les caractéristiques statiques.

CD 621.374–232 : 621.385.3

Negreanu, D. :

L'étude d'un multivibrateur à transistors connectés en série.

Automatica şi Electronica 13, no. 3, mai-juin 1969, p. 110–119

On présente une étude concernant le fonctionn ement d'un multivibrateur à deux transistors connectés en série, on détermine les rapports requis pour l'élaboration du projet de ce circuit et on donne les résultats obtenus expérimentalement.

CD. 621.319.2 : 621.315.616.95

Steiner, M. :

Données expérimentales concernant le vieillissement artificiel des condensateurs à styroflex.

Automatica şi Electronica 13, no. 3, mai-juin 1969, p. 119–123

CD 621.396.622.7.011.1

Poenaru, D. :

La distribution du champ électrique de collectage des porteurs de charge dans les détecteurs à semi-conducteurs.

Automatica şi Electronica 13, no. 3, mai-juin 1969, p. 123–126

COMPTES RENDUS 127–128

CHRONIQUE 129

TREI ÎNTREBĂRI ADRESATE CONDUCĂTORILOR CABINETELOR DE PROTECȚIA MUNCII DIN INTREPRINDERILE M.I.C.M.

Protecția muncii, prin lege, este o problemă de stat și face parte integrantă din procesul de muncă. Principiile acestea sînt izvorîte din respectul față de om, din necesitatea de a menține integral capacitatea lui de muncă, precum și din punctul de vedere al implicațiilor și efectelor economico-sociale ce le are cu ceilalți factori ai producției.

Pentru respectarea acestor principii, un rol important îl au inițiativele Cabinetelor de protecție a muncii din întreprinderi și opinia de masă, creată de acestea prin toate mijloacele instructiv-educative și de propagandă.

În acest sens DSCM — Serviciul protecția muncii — și redacția revistei adresează acestora următoarele întrebări :

1. **Ce intenționați să întreprindeți în acest an în cadrul Cabinetului de protecție a muncii pentru a înlătura cauzele accidentelor de muncă, îmbolnăvirilor profesionale și pentru a preveni nerespectarea igienii industriale.**

2. **Pe ce căi considerați că poate fi perfecționată munca Cabinetelor de protecție a muncii din întreprinderi.**

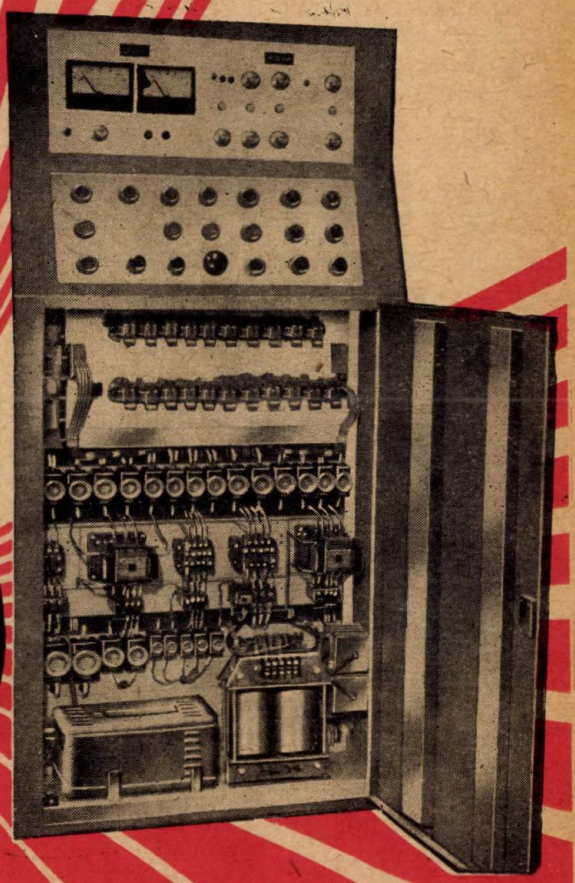
3. **Cum se concretizează preocuparea de a statornici un stil și metode de muncă eficiente în activitatea Cabinetului de protecție a muncii.**

Răspunsurile conducătorilor Cabinetelor vor fi studiate și publicate în revistă, iar metodele și stilul nou de muncă vor fi generalizate și stimulate.

Așteptăm răspunsul pe adresa : str. Ion Ghica nr. 3, Sectorul 4, București, O.D.P.T. —M.I.C.M. Redacția revistelor tehnice.

atica

OREASCA, Nr. 159 • TELEFON 33.00.10



UTĂ :

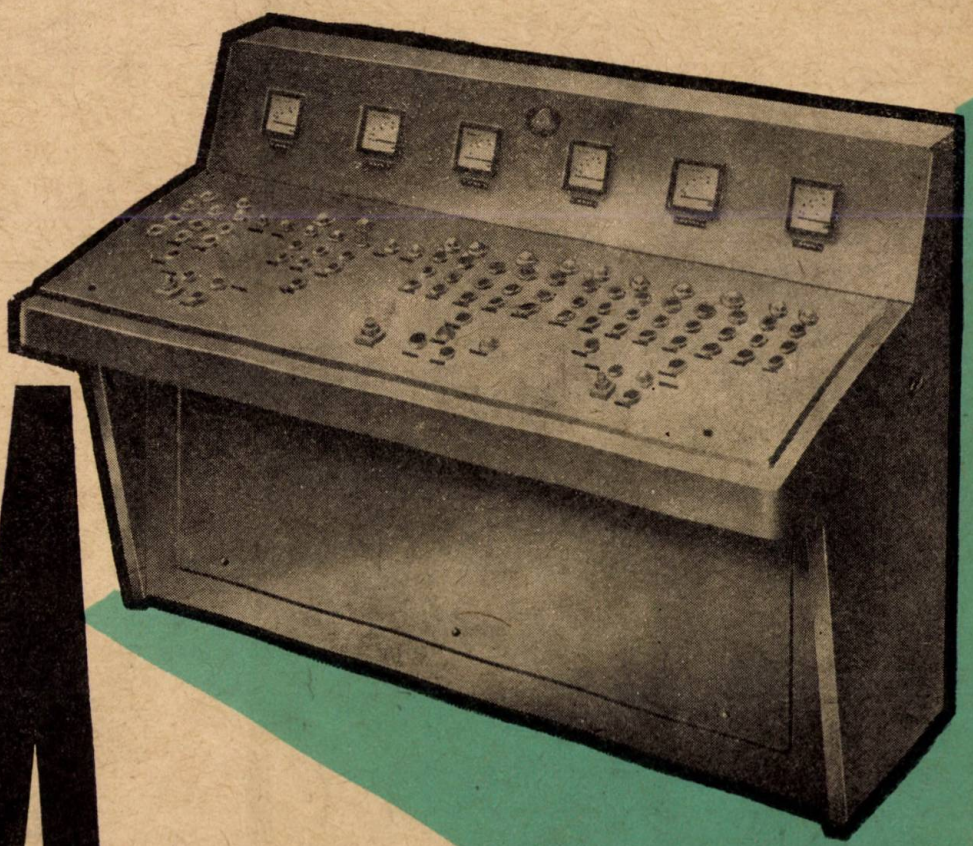
anouri pentru automatizarea mașinilor-unelte
anouri pentru automatizarea centralelor și stațiilor
lectrice
anouri și pupitre pentru automatizarea complex
n industria siderurgică, chimică, alimentară etc.
anouri debroșabile pentru instalații energetice
nstalații de automatizare complexe pe bază de
chipament UNILOG și UNIDIN
anouri pentru mașini prelucrătoare din industria
emnului, industria pielăriei, industria hîrtiei și in-
lustria textilă

ÎNTREPRINDEREA DE MONTAJ INSTALAȚII DE AUTOMATIZARE

execută lucrări de montaj și punere în funcțiune la:

1. Automatizări complexe
2. Acționări electrice
3. Comutație secundară în stații și centrale electrice
4. Instalații electrice cu tensiuni pînă la 10 kV
5. Instalații de telecomandă și telesemnalizări
6. Instalații A.M.C.

1969 JUL 2 9



IMIA

BUCUREȘTI, Bd. KALININ Nr. 18, Telef. 337532

TREI ÎNTREBĂRI ADRESATE CONDUCĂTORILOR CABINETELOR DE PROTECȚIA MUNCII DIN INTREPRINDERILE M.I.C.M.

Protecția muncii, prin lege, este o problemă de stat și face parte integrantă din procesul de muncă. Principiile acestea sînt izvorîte din respectul față de om, din necesitatea de a menține integral capacitatea lui de muncă, precum și din punctul de vedere al implicațiilor și efectelor economico-sociale ce le are cu ceilalți factori ai producției.

Pentru respectarea acestor principii, un rol important îl au inițiativele Cabinetelor de protecție a muncii din întreprinderi și opinia de masă, creată de acestea prin toate mijloacele instructiv-educative și de propagandă.

În acest sens DSCM — Serviciul protecția muncii — și redacția revistei adresează acestora următoarele întrebări :

1. **Ce intenționați să întreprindeți în acest an în cadrul Cabinetului de protecție a muncii pentru a înlătura cauzele accidentelor de muncă, îmbolnăvirilor profesionale și pentru a preveni nerespectarea igienii industriale.**

2. **Pe ce căi considerați că poate fi perfecționată munca Cabinetelor de protecție a muncii din întreprinderi.**

3. **Cum se concretizează preocuparea de a statornici un stil și metode de muncă eficiente în activitatea Cabinetului de protecție a muncii.**

Răspunsurile conducătorilor Cabinetelor vor fi studiate și publicate în revistă, iar metodele și stilul nou de muncă vor fi generalizate și stimulate.

Așteptăm răspunsul pe adresa : str. Ion Ghica nr. 3, Sectorul 4, București, O.D.P.T. — M.I.C.M. Redacția revistelor tehnice.

Automatele și instalațiile noastre speciale reprezintă o sinteză optimă a adevăratului progres tehnic de cea mai înaltă rentabilitate. Noi pe de acum gîndim și lucrăm pentru mîine. Aceasta reprezintă succesul nostru, de care vă puteți folosi și dv. în scopul unei producții intensive și capabile de concurență. Din variata noastră serie de produse oferite:

Pentru fabricația electromotoarelor și a generatoarelor de autovehicule:

- Automate de înfășurat bobinajul statorului pentru generatoare trifazice pentru autovehicule cu 8, 10 și 12 poli
  Motoare de curent trifazic cu 2,4 și 6 poli
  Motoare monofazice cu 2 și 4 poli

Pentru industria elementelor de construcție:

- Mașini de lepuit cu colivie pentru șlefuirea pe ambele părți a șaibelor
- Mașini de polizat pentru șlefuirea unei singure fețe a șaibelor
- Mașini de lepuit cu separație pentru șaibe cu cristale și orientare a suprafeței
- Instalații de difuziune pentru procese termice care necesită mai multe zone cu temperatură constantă
- Instalații de purificat gazele H_2, N_2, O_2.
- Boxe de scurgere laminară reprezentînd spații de lucru lipsite de praf sau boxe de deservire a instalațiilor de difuziune
- Instalații de epitaxie
- Dispozitive de ajustaj și de iluminat
- Discuri de bordurat cu ultrasunete
- Mașini de bordurat sîrmă cu ultrasunete
- Scule de bordurat
- Micromanipulatoare
- Masă încrucișată programabilă
- Instalații de prelucrat cu raze electronice

Pentru industria producătoare și prelucrătoare de lacuri ;

- Automate pentru așezarea în forme a cablurilor
- Instalații de conducte lăcuite
- Instalații pentru examinarea conductelor lăcuite

VEB ELEKTROMAT, 808 DRESDEN

DIAVEST EXPORT

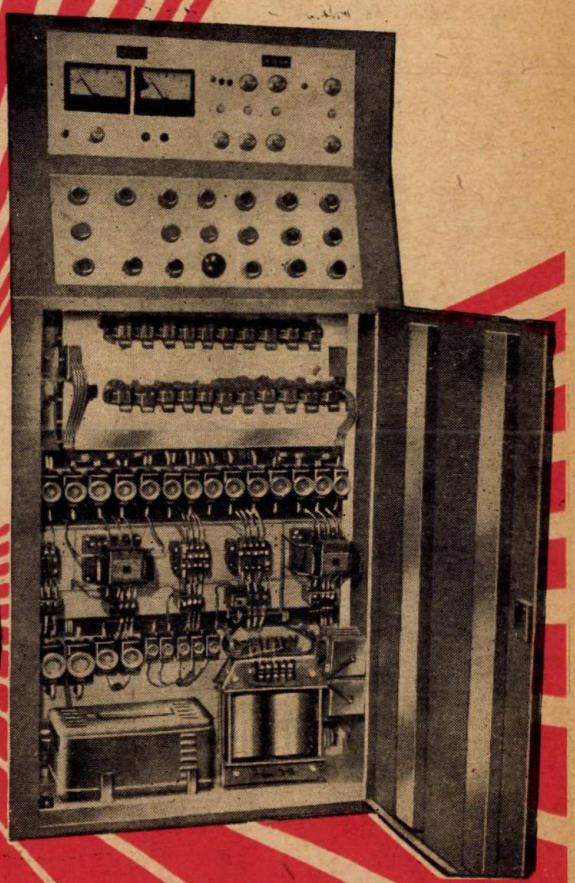
Volkseigener Aussenhandelsbetrieb der Deutschen Demokratischen Republik DDR — 108 Berlin, Taubenstrasse 7—9
Telegramm: DIAINVESTA *Telex: 011 2695 diai dd*
REPUBLICA DEMOCRATĂ GERMANĂ

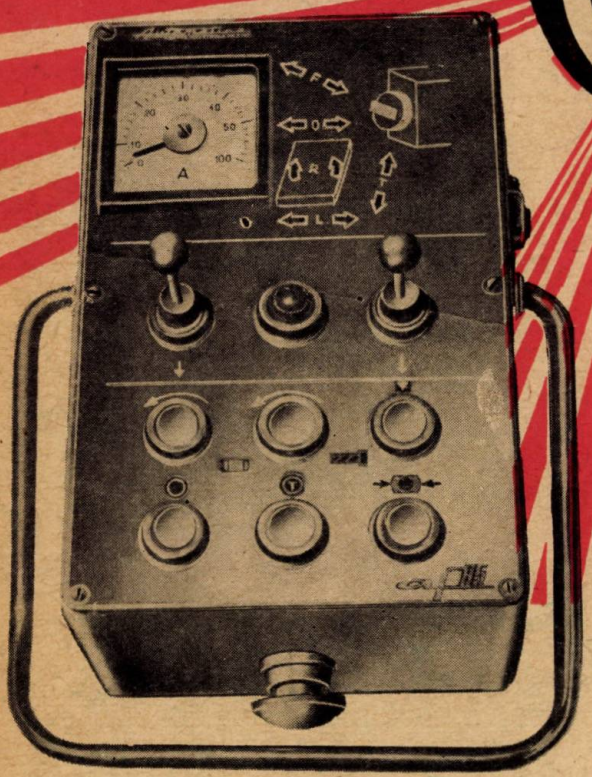
Pentru informații în țară:
Ambasada R.D.G. în România, Secția Invest Export, Tov. Klein, Calea Dorobanților 14 București

PUBLICOM

Automatica

BUCUREȘTI • CALEA FLOREASCA, Nr. 159 • TELEFON 33.00.10





EXECUTĂ:

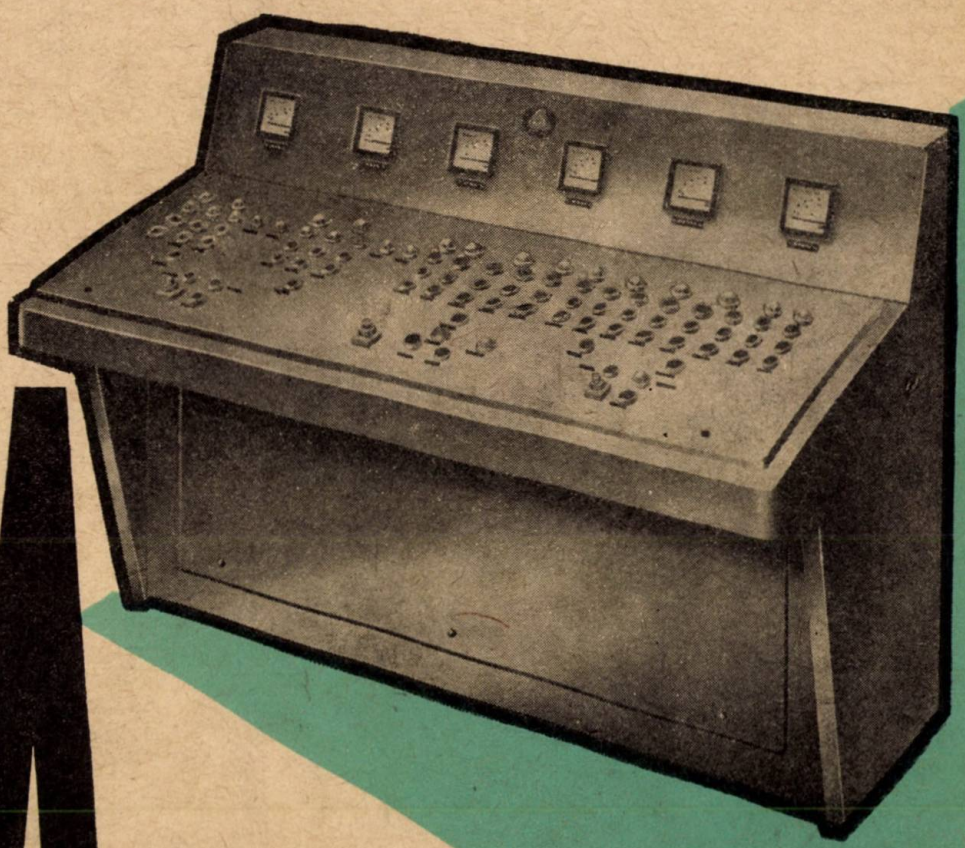
- panouri pentru automatizarea mașinilor-unelte
- panouri pentru automatizarea centralelor și stațiilor electrice
- panouri și pupitre pentru automatizarea complex în industria siderurgică, chimică, alimentară etc.
- panouri debroșabile pentru instalații energetice
- instalații de automatizare complexe pe bază de echipament UNILOG și UNIDIN
- panouri pentru mașini prelucrătoare din industria lemnului, industria pielăriei, industria hîrtiei și industria textilă

ÎNTREPRINDEREA DE MONTAJ INSTALAȚII DE AUTOMATIZARE

execută lucrări de montaj și punere în funcțiune la:

1. Automatizări complexe
2. Acționări electrice
3. Comutație secundară în stații și centrale electrice
4. Instalații electrice cu tensiuni pînă la 10 kV
5. Instalații de telecomandă și telesemnalizări
6. Instalații A.M.C.

1969 JUL 2 9



IMIA

BUCUREȘTI, Bd. KALININ Nr. 18, Telef. 337532

E 2551

AUTOMATICA și ELECTRONICA

1944 25 ani 1969

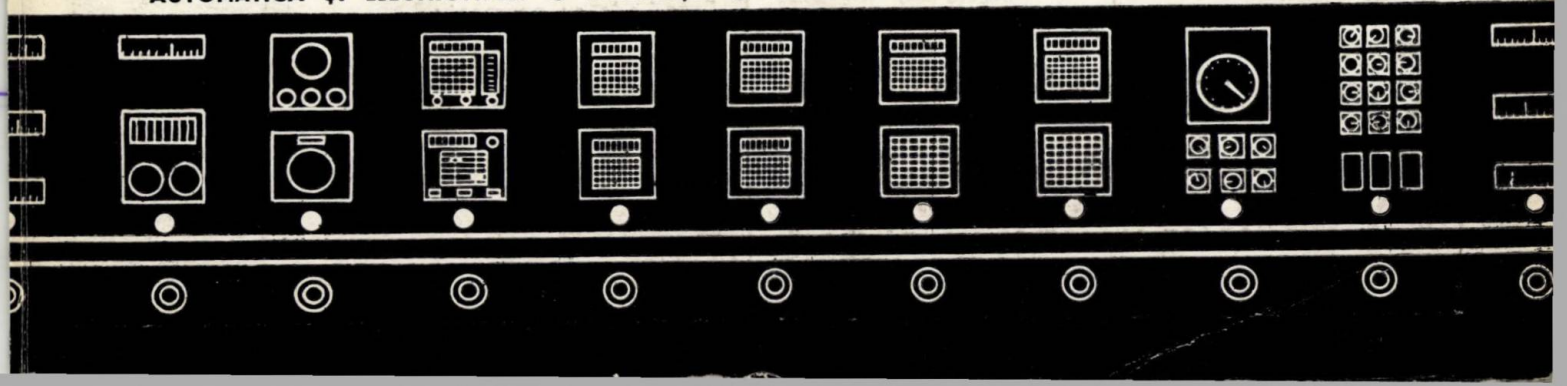
de la eliberarea Patriei

Cu prilejul

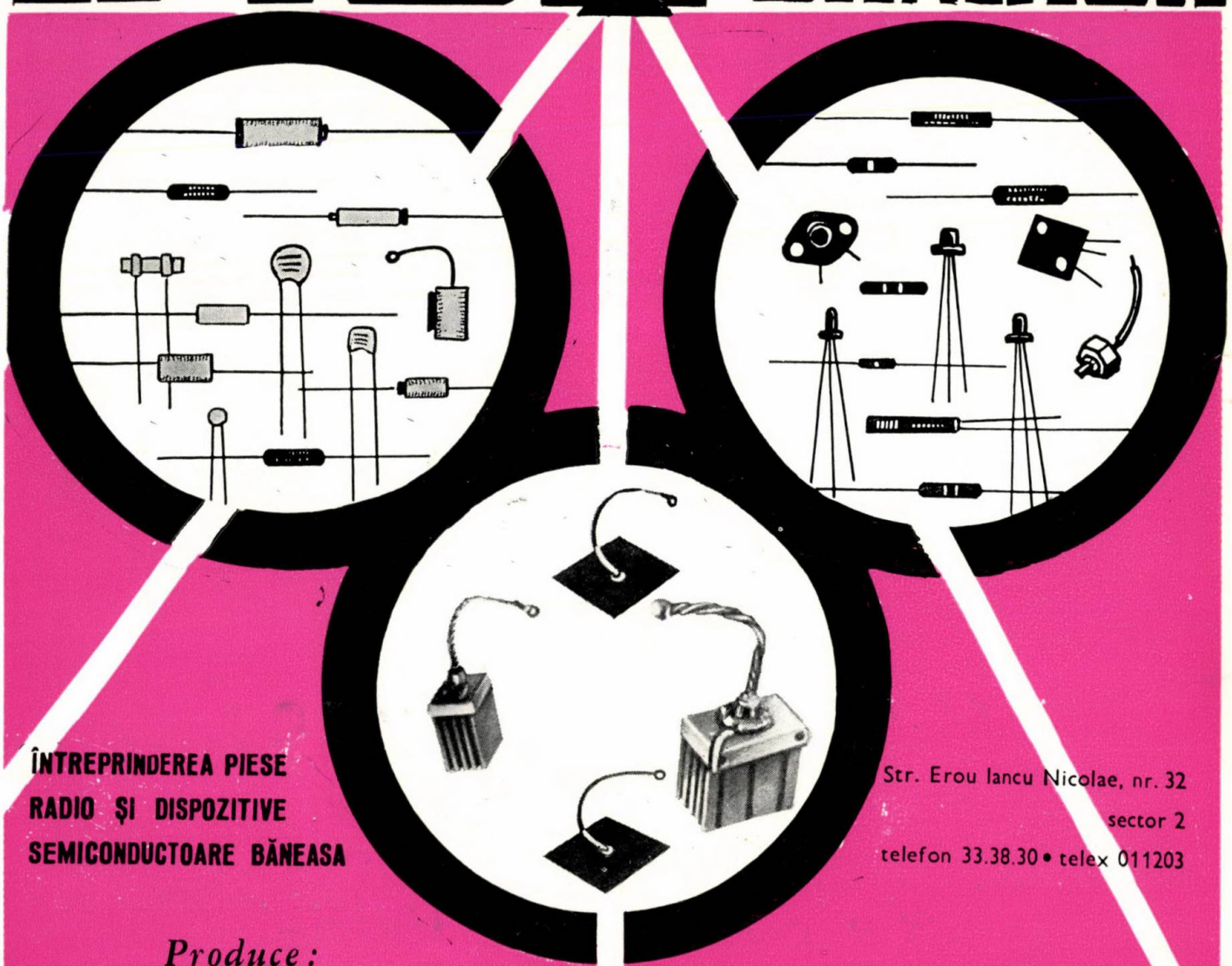
Expoziției Realizărilor Economiei Naționale

4

AUTOMATICA ȘI ELECTRONICA • BUCUREȘTI • VOLUMUL 13 • Nr. 4 • IULIE — AUGUST • 1969



IPRS BĂNEASA



ÎNTREPRINDEREA PIESE RADIO ŞI DISPOZITIVE SEMICONDUCTOARE BĂNEASA

Str. Erou Iancu Nicolae, nr. 32
sector 2
telefon 33.38.30 • telex 011203

Produce:

PIESE RADIO:

Rezistenţe fixe cu peliculă de carbon
Rezistoare bobinate
Termistoare
Condensatoare cu poliester
Condensatoare electrolitice normale
Condensatoare electrolitice miniatură
Condensatoare ceramice
Condensatoare hîrtie — uz general
Condensatoare hîrtie metalizate
Condensatoare telefonice
Condensatoare auto
Condensatoare pentru tuburi fluorescente
Cablaje imprimate

DISPOZITIVE SEMICONDUCTOARE:

Tranzistoare cu germaniu de joasă frecvenţă
— de mică putere
— de medie putere
— de putere
Tranzistoare cu germaniu de înaltă frecvenţă
— de mică putere
— drift de mică putere
Diode cu germaniu cu contact punctiform
Redresoare cu germaniu de medie putere
Fotodiode cu germaniu
Diode redresoare cu siliciu
— de mică putere
— de putere
Diode Zener de mică putere

Pentru informaţii suplimentare consultaţi cataloagele noastre

AUTOMATICA ŞI ELECTRONICA

Vol. 13 (1969), nr. 4, iulie — august, p. 131 — 196

CUPRINS

Faur, C. :

Industria electronică, factor hotărîtor în introducerea tehnicii noi.

Automatica şi Electronica 13, nr. 4, iul-aug 1969, p. 131—135

Articolul prezintă importanţa electronicii şi automatizărilor în dezvoltarea tehnică contemporană şi face un scurt istoric al dezvoltării acestei ramuri în ţara noastră din anul 1949 şi pînă în prezent. Articolul se referă la crearea unor noi capacităţi de producţie care acoperă în măsură din ce în ce mai mare diversitatea de astfel de produse, cerută de dezvoltarea economiei naţionale.

În continuare sînt prezentate principalele domenii de dezvoltare în perioada 1971 — 1975 şi mai ales accentul este pus pe dezvoltarea tehnicii de calcul şi a componentelor electronice profesionale.

Se arată, de asemenea, importanţa dezvoltării cercetării ştiinţifice, domeniile ce vor fi abordate şi rolul pe care trebuie să-l aibă aceasta în atingerea obiectivelor de dezvoltare propuse.

În încheiere se subliniază obiectivele şi sarcinile electronicii şi automatizărilor pentru acoperirea necesarului economiei naţionale cu produse de înalt nivel tehnic, pentru modernizarea industriei şi creşterea exportului.

CZ 621.389(09)

Buznea, D. :

Realizări şi perspective în producţia de aparatură electronică.

Automatica şi Electronica 13, nr. 4, iul-aug 1969, p. 136—142

Articolul se ocupă de aparatura electronică profesională elaborată în faza de prototip sau în curs de elaborare şi care se fabrică sau urmează a se fabrica în serie.

Se prezintă numai realizări din cadrul unităţilor tutelate de M.I.C.M.

Pentru sistematizare, aparatele sînt grupate în următoarele categorii :

1. Aparate electronice destinate măsurării mărimilor electrice şi neelectrice. În această grupă sînt citate : sursele de tensiune stabilizate, transistormetrele, voltmetrele numerice şi analogice, osciloscoapele, numărătoarele electronice, torsiometrele electronice, vibrometrele, tensiometrele electronice, aparatele electronice pentru control dimensional.
2. Aparate electronice medicale. În această grupă sînt citate : aparatul pentru electroşoc, reograful cu două canale, aparatul pentru diatermie cu unde ultascurte, numărătorul automat de globule.
3. Aparate electronice pentru procese tehnologice şi aparate electronice nestandardizate. În această grupă sînt citate : releele de protecţie a reţelelor miniere la defect de izolaţie, generatoarele de înaltă frecvenţă pentru procese tehnologice, generatoarele de ultrasunete, dispozitivul de automatizare pentru instalaţia de impuls de 1,2 MV, măsurătorul pentru descărcări parţiale.
4. Aparatura pentru telecomunicaţii profesionale, în care se citează : ramele terminale, sistemele de curenţi purtători, radiotelefoanele.

La fiecare se dau date tehnice şi economice principale.

În încheiere se arată preocupări de perspectivă în cadrul ICE şi uzinelor Electromagnetica.

CZ 621.389

Şandra, L. :

Componentele electronice, bază materială a industriei moderne.

Automatica şi Electronica 13, nr. 4, iul-aug 1969, p. 143—146

Fabricaţiei de componente electronice i se acordă o importanţă majoră. Se fac eforturi pentru crearea unei baze proprii de componente care să asigure un cîmp larg dezvoltării industriei electronice.

În perioada 1966—1975 au fost alocate în acest scop fonduri de peste o jumătate de miliard lei. Dezvoltarea bazei tehnice de producţie se face atît prin importuri complexe la utilaje şi licenţe cît şi prin autoutilare.

Întreprinderea reprezentativă în acest domeniu este I.P.R.S. — Băneasa. Producţia acesteia creşte în actualul cincinal de aproape 4,5 ori. Sortimentul larg de piese radio şi semiconductoare al fabricii se execută atît pe bază de licenţe cît şi prin cercetare şi dezvoltare proprie.

Se fabrică rezistoare chimice şi bobinate, termistoare, condensatoare ceramice, condensatoare cu hîrtie, condensatoare styroflex, condensatoare electrolitice şi condensatoare cu poliester metalizat. Componentele pasive, realizate în cantităţi şi game de valori mari, asigură aproape în întregime nevoile de uz general.

Dispozitivele cu germaniu ocupă o pondere însemnată în producţia fabricii. Diodele cu germaniu cu contacte punctiforme EFD 103...115, transisatoarele „drift" EFT 319, 317, şi 320, de înaltă frecvenţă EFT 306, 307 şi 308, transistoarele de joasă frecvenţă EFT 323, 353, de medie putere AD—155 şi AD—152, precum şi cele de putere EFT 212—250, se fabrică în producţie de masă şi cu performanţe superioare competitive cu produsele similare ce se fabrică în alte ţări.

Începînd cu anul 1970 se vor fabrica ventile de putere şi diode difuzate pe bază de siliciu cu performanţe din cele mai superioare, respectiv curenţi de 350 A la tensiuni de 1 200 V.

Dezvoltarea producţiei în etapa următoare va fi axată pe asimilarea componentelor profesionale, a transistoarelor cu siliciu planar epitaxiale şi a circuitelor integrate.

Centrul de cercetare pentru piese radio şi semiconductoare, de curînd înfiinţat, îşi va aduce un aport substanţial la realizarea acestui program.

CZ 621—52 :621—55 : 681.32/.33

Sîrbu, M., Beghegeanu, L. şi *Weinrich, G.* :

Aplicaţiile automaticii în procesele industriale.

Automatica şi Electronica 13, nr. 4, iul-aug 1969, p. 147—162

În ultimii ani automatizarea proceselor industriale a avut un ritm intens de dezvoltare în R.S. România. S-au organizat unităţi de proiectare şi execuţie panouri şi montaj care pot asigura execuţia în regim de livrare complexă a instalaţiilor de automatizare. Un rol important în această activitate îl are Institutul de proiectări automatizări (IPA), în care se desfăşoară o activitate de concepţie atît în elaborarea de aparatură, cît şi în proiectarea de echipamente şi instalaţii de automatizare.

Sînt prezentate cîteva realizări mai importante de automatizări de procese tehnologice din diverse ramuri ale economiei naţionale, cum ar fi industria chimică, petrol, siderurgie, ciment, industria minieră etc. De asemenea sînt arătate echipamente proiectate şi în fabricaţie pentru cazanele de abur şi turbinele ce se execută în ţară.

Acţionările electrice reglabile au fost aplicate la diferite agregate şi maşini, soluţiile adoptate folosind aparatură de reglare a proceselor rapide elaborată şi fabricată în ţară.

Comutaţia statică are o largă aplicare în echipamentele de comandă şi supraveghere pentru linii tehnologice. Este în curs de dezvoltare elaborarea de echipamente de comandă numerică a maşinilor-unelte.

În centralizarea informațiilor sînt elaborate și în fabricație echipamente de telemecanică.

O preocupare actuală în IPA este introducerea calculatoarelor pentru conducerea proceselor tehnologice.

CZ 621.389 :621.391.1

Dragomir, N. :

Echipamente de telecomunicații.

Automatica și Electronica 13, nr. 4, iul-aug 1969, p. 163–170

În articol se prezintă principalele realizări ale industriei noastre în domeniul echipamentelor de telecomunicații : echipamente de abonat, echipamente de centrală și echipamente de frecvență (curenți purtători).

Se face o descriere a produselor reprezentative din fiecare grupă de echipamente, insistîndu-se atît asupra aspectului tehnic al problemei, cît și asupra elementelor noi ce caracterizează fiecare produs. De asemenea sînt arătate avantajele producerii în țară a unor echipamente care pînă nu de mult erau importate.

În articol se face o analiză a perspectivelor care se referă la asimilarea de noi tipuri de aparate telefonice, a unor centrale de tip Crossbar și sisteme de curenți purtători cu număr mărit de căi (pînă la 300 de căi), precum și a unui număr mare de echipamente auxiliare, absolut necesare dezvoltării telecomunicațiilor în țara noastră.

Totodată este arătată și contribuția, datorită colaborării dintre cadrele Institutului de cercetări de telecomunicații și cele din uzina Electromagnetica, în vederea găsirii unor soluții cît mai economice și mai productive pentru folosirea pieselor fabricate de industria noastră.

Prezentarea dezvoltării producției principalelor echipamente de telecomunicații indică de asemenea importanța pe care a căpătat-o în țara noastră extinderea utilării rețelei de telecomunicații în scopul creșterii automatizării interurbane și a traficului telefonic.

CZ 621–52/–55(09)

Barabancea, M. :

Elemente și echipamente electronice de automatizare.

Automatica și Electronica 13, nr. 4, iul-aug 1969, p. 171–177

În articol se prezintă particularitățile fabricației elementelor de automatizare, insistîndu-se asupra metodelor de verificare și control al performanțelor pieselor și subansamblelor, precum și asupra procedeelor tehnologice noi utilizate în FEA în vederea asigurării calității produselor.

Complexitatea și diversitatea aparaturii de automatizare fabricate la FEA sînt ilustrate prin prezentarea posibilităților de utilizare a diferitelor aparate reprezentative din gama de fabricație și a numeroaselor variante ale acestora.

În încheiere se prezintă succint preocupările sectoarelor de concepție din FEA orientate spre îmbunătățirea performanțelor aparatelor din fabricația curentă cît și spre diversificarea nomenclatorului de produse.

CZ 681.14–523.8

Baltac, V. :

Utilaje moderne de calcul pentru economia națională.

Automatica și Electronica 13, nr. 4, iul-aug 1969, p. 178–183

Pentru organizarea unui sistem informațional perfecționat este necesară asimilarea producerii de utilaje de calcul care să intre în dotarea sistemului. După o prezentare a rolului acestor utilaje se face o descriere a utilajelor de calcul aflate în curs de asimilare pentru dotarea zonei periferice a sistemului informațional național.

Se prezintă succint caracteristicile mașinilor de calculat de birou electromecanice Mureș tip 11 A și C, ale mașinilor de calculat de birou electronice Felix CE 30 și Felix CE 32 și ale mașiniii de facturat și contabilizat Felix FC 15.

Mașina de calcul Mureș tip 11 A este de construcție robustă, rapidă, este dotată cu imprimantă și are o lungime a operanzilor de 10 cifre zecimale, iar a rezultatelor de 11 cifre.

Calculatorul Felix CE 30 (32), în versiunea cu și fără radical, permite realizarea celor patru operații și un număr de operații combinate, este complet transistorizat, folosește vizualizarea simultană pe tubul catodic a patru rezultate, este prevăzut cu o linie de întîrziere realizată prin magnetostricțiune. Mașina de facturat și contabilizat Felix FC 15, complet transistorizată, prevăzută cu nouă totalizatoare libere și trei registre de lucru cu posibilitatea de realizare a 165 de poziții de program, cu dispozitiv de programare cu fișe și cu perforator de bandă, răspunde cerințelor principale din acest domeniu al calculului.

Sînt prezentate realizări privind construcția de calculatoare electronice în țară, precum și alte centre de calcul ce fac parte din zona centrală a sistemului informațional.

CZ 621.396.6 : 621.397.6(09)

Juncu, O. :

Diversificarea producției de aparate de radio și televizoare.

Automatica și Electronica 13, nr. 4, iul-aug 1969, p. 184–192

Se prezintă un scurt istoric al uzinelor „Electronica", accentuîndu-se asupra etapelor importante care marchează dezvoltarea uzinelor de la naționalizare pînă în prezent :

1960 — fabricarea primelor radioreceptoare transistorizate portabile și a primului radioreceptor cu tuburi electronice de clasă superioară ;

1961 — fabricarea primelor televizoare românești.

Se arată în continuare condițiile create în uzină care au condus la o creștere impetuoasă a producției de radioreceptoare și televizoare în perioada 1960–1969, și anume :

— dezvoltarea în uzină a unor sectoare puternice de cercetare și proiectare ;

— crearea unui sector puternic de autoutilare ;

— dotarea laboratoarelor uzinei cu cele mai moderne utilaje ;

— amenajarea unor laboratoare speciale cum ar fi cel de electroacustică dotat cu o cameră surdă ;

— introducerea unor tehnologii moderne prin achiziționarea de linii tehnologice complete din import ;

— înzestrarea uzinei cu utilaje și instalații moderne de mare productivitate.

În final se rezintă pe scurt perspectivele de dezvoltare ale uzinei în ultimii doi ani ai actualului cincinal și preocupările tehnice de viitor.

Expunerea este concretizată prin grafice ce indică evoluția producției de radioreceptoare și televizoare în cursul anilor, precum și prin fotografii ale celor mai reprezentative aparate fabricate de uzinele „Electronica"

CZ 621.327.032.11 :621.385.032.11

Pascale, Al. :

Tehnica electrovidului în țara noastră.

Automatica și Electronica 13, nr. 4, iul-aug 1969, p.193–196

Dezvoltarea industriei electrovid se intensifică în România după anul 1948, concentrîndu-se în două unități : întreprinderea Steaua electrică din Fieni și întreprinderea Electrofar din București. În anul 1960 întreprinderea Electrofar se reprofilează pe execuția lămpilor cu descărcări de gaze, iar întreaga producție de lămpi electrice cu incandescență se concentrează la Steaua electrică. Se dezvoltă în această direcție alături cu lămpile cu incandescență, producția de lămpi fluorescente și cu vapori de mercur de înaltă presiune.

În afara producției de bază se mai produc aparate electrovid ca : lămpi pentru heliograf, întrerupătoare cu mercur, redresoare cu mercur, diverse tuburi de sticlă folosite în producția de semiconductoare, tuburi pentru siguranțe electrice etc.

СОДЕРЖАНИЕ

Фаур, К.:

Электронная промышленность, решающий фактор в деле внедрения новой техники.

Automatica şi Electronica 13 Nr, 4, июль-август 1969, стр. 131–135

В статье подчеркивается значение электроники и автоматики в развитии современной техники и дается краткое описание развития данной отрасли в Румынии с 1949 года до настоящего времени. Это относится к созданию новых производственных мощностей, обеспечивающих все в большой мере разнообразный ассортимент подобных изделий, требуемый для развития народного хозяйства.

В продолжение представлены основные области развития в период 1971–1975гг., причем большое место отводится развитию вычислительной техники и профессионнальных электронных составляющих.

Показано также значение развития научного исследования, его области и роль в достижении предложенных обьективов развития.

В заключение отмечаются обьективы и задачи электроники и автоматики по обеспечению потребностей народного хозяйства изделиями на высоком техническом уровне, модернизации производства и по увеличеную экспорта.

DK 621.389(09)

Бузня, Д.:

Достижения и перспективы производства электронной аппаратуры.

Automatica şi Electronica 13, № 4, июль–август 1969, стр. 136–142

Статья посвящена электронной профессиональной аппаратуре в фазе прототипа или в стадии разработки, а также изготовляемой аппаратуре или предусмотренной к серийному производству.

Показаны лишь осуществления в рамках предприятий подведомственных Министерству Машиностроительной Промышленности.

Для систематизации, приборы сгруппированы в следующие категории:

1. Электронные приборы, предназначенные для замера электрических и неэлектрических величин. Из этой группы приводятся: установившиеся источники напряжения, транзисторметры, числовые и аналоговые вольтметры, осциллографы, электронные счетчики, электронные торсиометры, виброметры, электронные тенсиометры, электронные приборы для размерного контроля.

2. Медицинские электронные аппараты. Из этой группы приводятся: аппараты для электрошока, реограф с двумя каналами, диатермический аппарат на ультракоротких волнах, автоматический счетчик шариков.

3. Электронные приборы для технологических процессов и электронные нестандартные приборы. Из этой группы перечисляются: защитные реле шахтных сетей при повреждениии изоляции, генераторы высокой частоты для технологических процессов, ультразвуковые генераторы, автоматическое устройство для батарей конденсаторов, прибор числовой синхронизации для импульсной установки в 1,2 мв, измеритель частичных разрядок.

4. Аппаратура для профессиональной связи, из которой перечисляются: концевые рамы, системы несущих токов, радиотелефоны.

Для каждой категории приводятся основные технические и экономические данные.

В заключение излагаются перспективные задания в рамках ICE и завода Electromagnetica.

DK 621.391

Шандра, Л.:

Електронные составляющие, материальная база современной промышленности.

Automatica şi Electronica 13, № 4, июль–август 1969, стр. 143–146

Производству электронных составляющих уделяется особо важное значение. Прикладываются усилия для создания собственной базы составляющих, которые обеспечили бы широкое поле для развития электронной промышленности.

На период 1966—1975 гг. были ассигнованы фонды свыше полмиллиарда лей. Развитие технической производственной базы достигается в результате комплексного импорта оборудования и лицензий, а также самооборудования.

Представительным предприятием в этой области является I.P.R.S. — Бэнеаса. Его продукция в настоящей пятилетке увеличится почти в 4,5 раза. Широкий ассортимент деталей радио и полупроводников фабрики осуществляется как на базе лицензий, так и путем собственного исследования и развития.

Изготовляются химические и обмоточные резисторы, термисторы, керамические конденсаторы, бумажные конденсаторы, стирофлексные конденсаторы, электролитические конденсаторы и полиэфирные металлизированные конденсаторы. Пассивные составляющие, осуществленные в больших количествах и диапазонах величин почти полностью покрывают общую потребность.

Германиевые приспособления занимают значительный удельный вес в продукции фабрики. Германиевые диоды с точечными контактами EFD 103...115, транзисторы „drift" EFT 317, 319 и 320, EFT 306, 307 и 308, транзисторы частоты EFT 323, 353, средней мощности АД-155 и AD-152, а также мощные EFT 212—250 выпускаются в массовом производстве и при высоких показателях, способные конкурировать со сходными изделиями, изготовляемыми в других странах.

В 1970 г. начнется производство мощных вентилей и диффузионных диодов на базе кремния с наиболее высокими показателями, а именно на токи в 350 а при напряжении 1200 в.

Развитие продукции в следующих стадиях будет основываться на освоении профессиональных составляющих, кремневых эпитаксиальных транзисторов и интегрированных сетей.

Исследоватьльский отдел для деталей радио и полупродовников, недавно созданный, внесет существенный вклад в реализацию этой программы.

DK 621–52 : 621–55 : 681.32/.33

Сырбу. М., Бегеджяну, Л. и *Вашрих, Г.:*

Применение автоматики в промышленных процессах.

Automatica şi Electronica 13, № 4, июль–август 1939, стр. 147–162

В последние годы автоматизация промышленных процессов в Румынии отмечает высокий темп развития. Были созданы организации по проектированию и разработке панелей и монтажа, обеспечивающих выполнение в режиме комплексной поставки автоматических установок. Важную роль в этой области играет Проектный институт автоматики (IPA), деятельность которого сосредоточена на разработке аппаратуры и проектировании автоматического оборудования и устройств.

Приводится несколько более важных достижений по автоматизации технологических процессов в различных областях народного хозяйства, как то: химической, нефтяной, металлургической, цементной, рудной и других промышленностях. Показано также запроектированное оборудование и оборудование в стадии производства для паровых котлов и турбин, осуществляемых в Румынии.

Электрические регулируемые приводы были использованы для различных агрегатов и машин, применяя-аппаратуру регулирования скоростных процессов, разработанную и изготовленную в Румынии.

Статическая коммутация имеет широкие возможности применения к приборам управления и наблюдения за технологической линией. В стадии разработки находится устройство числового управления станками.

Для централизации информаций разработаны и находятся в стадии производства приборы телемеханики.

В настоящее время IPA работает над внедрением счетных устройств для управления технологическими процессами.

DK 621.389 :621.391.1

Драгомир, Н.:

Оборудование связи.

Automatica si Electronica 13, № 4, июль—август 1969, стр. 163—170

В статье представлены более важные достижения румынской промышленности в области оборудования связи: абонентная аппаратура, центральная аппаратура и частотная аппаратура (несущие токи).

Приводится описание репрезентативных изделий из каждой группы аппаратур, подчеркивая как технический аспект проблемы, так и новые элементы, характеризующие каждое изделие. Показаны также преимущества отечественного производства некоторой аппаратуры, которая до недавнего времени поступала из импорта.

В статье проводится анализ перспектив, касающихся освоения новых типов телефонных аппаратов, центральной аппаратуры типа Crossbar и систем несущих токов с увеличенным числом линий (до 300 линий), а также значительного количества вспомогательной аппаратуты, особенно необходимой для развития связи в Румынии.

Показаны также результаты сотрудничества между работниками Исследовательского института связи и завода Electromagnetica, в целях изыскания наиболее экономичных и продуктивных решений для применения деталей румынского производства.

Представленное развитие производства основной аппаратуры связи подчеркивает также значение, оказываемое в Румынии расширению оборудования сети связи, с целью повышения межгородской автоматизации и телефонного сообщения.

DK 621—52/—55(09)

Барабанчя, М.:

Электронные элементы и аппаратура автоматики.

Automatica şi Electronica 13, № 4, июль—август 1969, стр. 171—177

В статье описываются особености производства элементов автоматики, отмечая методы проверки и контроля показателей деталей и узлов, а также новые технологические процессы, применяемые на ФЕА с целью обеспечения качества изделий.

Комплексность и многообразие приборов автоматики, вырабатываемых на ФЕА иллюстрируются возможностями применения различных репрезентативных приборов из ассортимента производства и их различных вариантов.

В заключение представлены вкратце перспективные задачи конструкторских бюро ФЕА, направленные на улучшение показателей приборов текущего производства, а также на расширение видов номенклатуры изделий.

DK 681.14—523.8

Балтак, В.:

Современные счетные устройства для народного хозяйства.

Automatica şi Electronica 13, № 4 июль—август 1969, стр. 178—183

Для организации усовершенствованной информационной системы необходимо освоить производство счетных машин, которые вошли бы в оснащение системы. После уточнения роли этих устройств, описываются счетные машины, находящиеся в стадии освоения, для оснащения периферийной зоны национальной информационной системы.

Дается краткое описание характеристик канцелярских электромеханических счетных машин Mureş тип 11 A и C, канцелярских электронных счетных машин Felix CE 30 и Felix CE 32 и счет-фактурной машины Felix FC 15.

Счетная машина Mureş типа A 11 мощной конструкции, быстродействующая, оснащена перфокартой, длиной операторов в 10 десятичных цифр, а результатов в 11 цифр.

Счетная машина Felix CE 30 (32), в варианте с или без радикала, позволяет выполнять четыре операции и определенное количество комбинированных операций; она полностью транзисторизирована, применяет одновременную визуальность на электронно-лучевой трубке четырех результатов, предусмотрена линией запаздывания, осуществленной путем магнитористрикции; бухареслтерская счет-фактурная машина Felix FE 15, полностью транзисторизированная, предусмотрена девятью свободными итоговыми перфораторами и тремя рабочими регистрами, с возможностью осуществления 165 программных позиций, программным устройством с картами и перфоратором ленты, отвечает основным требованиям в этой области вычислений.

Показанын достижения производтва электронных счетных устройств в Румынии, а также других центров вычислений, составляющих центральную зону информационной системы.

DK621.396.6 : 621. 397. 6(09)

Жуйку, О.:

Расширение типов в производстве радиоприемников и телевизоров.

Automatica şi Electronica 13, № 4, июль—август 1969, стр. 184—192

Дается краткое описание истории завода „Electronica" подчеркивая более важные этапы, отмечающие развитие завода от национализации до настоящего времени:

1960 — выпуск первых портативных радиоприемников на транзисторах и первого радиоприемника с электронными трубками высокого класса.

В продолжение описываются созданные на заводе условия, способствующие быстрому росту продукции радиоприемников и телевизоров в период 1960—1969 гг., а именно:

— развитие на заводе мощных исследовательских и проектных бюро;

— создание мощного сектора самооборудования;

— оснащение заводских лабораторий наиболее современной аппаратурой;

— создание специальных лабораторий, как например, лаборатория электроакустики, предусмотреная глухой камерой;

— внедрение современных технологий путем приобретения полных технологических линий из импорта;

— оснащение завода современным оборудованием и установками высокой производительности.

В заключение приведены перспективы развития завода в течение последних двух лет настоящей пятилетки и технические замыслы на будущее.

Изложение конкретизируется графиками, показывающими эволюцию продукции радиоприемников в течение лет, а также фотоснимками наиболее репрезентативных аппаратов, изготовленных на заводе „Electronica"

DK 621.327.032. 11 : 621. 385. 032.11

Паскале, Ал.:

Техника электровакуума в Румынии.

Automatica şi Electronica 13, № 4, июль—август 1969, стр. 193—196

Развитие электровакуумной промышленности усиливается после 1948 года, концентрируясь в двух предприятиях: предприятии Электрическая Звезда в Фиень и предприятии Электрофар в Бухаресте. В 1906 году предприятие Электрофар перешло на производство ламп газового разряда; вся продукция ламп накаливания сконцентрировалась на предприятии Электрическая Звезда. В этом направлении развивается, наряду с лампами наклаивания, производство флуоресцентных ламп и ртутных газотронов высокого напряжения.

Кроме основной продукции, вырабатываются также электровакуум — аппараты, как: светокопировальные лампы, ртутные выключатели, ртутные выпрямители, различные стеклянные трубки, применяемые в производстве полупроводников, трубки для электрических предохранителей и т. д.

INHALTSVERZEICHNIS

Faur, C. :

Die elektronische Industrie, entscheidender Faktor in der Einführung der neuen Technik.

Automatica şi Electronice 13, H. 4, Juli-August 1969, S. 131–135

Der Verfasser unterstreicht die Bedeutung der Elektronik und Automation in der zeitgenössischen technischen Entwicklung und nimmt eine Rückblende auf die Entwicklung dieses Zweigs in unserem Lande von 1949 bis heute vor. Der Aufsatz bezieht sich auf die Schaffung neuer Produktionskapazitäten, die in immer grösserem Masse, die Vielfalt solcher von der Entwicklung der Volkswirtschaft geforderten Erzeugnisse decken.

Fortfahrend werden die wichtigsten Entwicklungsbereiche in der Zeitspanne 1971 — 1975 dargelegt, wobei das Hauptgewicht auf die Entwicklung der Rechnungstechnik und der elektronischen Berufskomponenten gelegt wird.

Desgleichen wird die Bedeutung der Entwicklung der wissenschaftlichen Forschung, die zu behandelnden Bereiche und die Rolle hingewiesen, die diesen, bei der Erreichung der Zielsetzungen dieser Entwicklung zukommt.

Abschliessend werden die Zielsetzungen und Aufgaben der Elektronik und Automation für Deckung des Bedarfs der Volkswirtschaft mit Erzeugnisse auf hohem technischen Niveau, für die Modernisierung der Industrie und die Steigerung des Exports dargelegt.

DK 621.389 (09)

Buznea, D. :

Leistungen und Aussichten bzgl. Herstellung elektronischer Apparatur.

Automatica şi Electronica 13, H. 4, Juli-August 1969, S. 136–142

Der Aufsatz behandelt die fachmännische elektronische Apparatur in der Prototypphase oder im Entwurfstadium, welche im Lande serienmässig hergestellt werden soll.

Man erwähnt nur Leistungen aus dem Rahmen der von M. I. C. M. geleiteten Einheiten.

Zwecks Systematisierung sind die Apparate in folgende Gruppen eingeteilt :

1. Elektronische Apparate zur Messung elektrischer und nicht elektrischer Grössen. In dieser Gruppe werden genannt : stabilisierte Spannungsquellen, Transistormeter, Zahlen-und Analogvoltmeter, Oszilloskope, elektronische Zählapparate, elektronische Torsionsmesser, Vibrometer, elektronische Spannungs-Geber, elektronische Apparate zur dimensionalen Kontrolle.

2. Elektronische Medizinapparate. Hierbei werden genannt : das Elektroschock — Gerät , der Zweikanalreograf, der Diatermieapparat mit Ultrakurzwellen, der automatische Zähler der Blutkörperchen.

3. Elektronische Apparate für technologische Prozesse und nicht normierte elektronische Apparate. Hierzu erwähnt man : die Schutzrelais der Bergbaunetze gegen Isolationsfehler, die Hochfrequenzgeneratoren für technologische Prozesse, die Ultraschallgeneratoren, die Automatisiereinrichtung für Kondensatorbatterien, die numerische Synchronisiereinrichtung für Impulsanlagen von 1,2 MV, der Teilentladungsmesser.

4. Die Apparatur für berufsmässige Fernmeldungen, wobei folgendes erwähnt wird : Endrahmen, Systeme für Trägerfrequenzströme, Radiotelefone.

Überall gibt man die technischen und wirtschaftlichen Hauptdaten an.

Abschliessend erwähnt man die Zukunftsabsichten im Rahmen des ICE und des ,,Electromagnetica" — Werkes.

DK 621.389

Şandra, L. :

Die elektronischen Teilstücke als materielle Grundlage der modernen Industrie.

Automatica şi Electronica 13, H. 4, Juli-August 1969, S. 143–146

Der Herstellung elektronischer Teilstücke wird eine besondere Bedeutung gewidmet. Man strengt sich an, eine eigene Grundlage von Teilstücken zu schaffen, welche dann ein weites Entwicklungsfeld der elektronischen Industrie sichern soll.

In der Zeitperiode 1966—1975 wurden diesem Zweck über 1/2 Milliarde lei zugewiesen. Die Entwicklung der technischen Produktionsgrundlage geschieht sowohl durch verschiedenartige Einfuhren von Maschinen und Lizenzen sowie durch Versehen mit eigenem Werkzeug.

Das auf diesen Gebiet zustehende Unternehmen ist das IPRS-Băneasa. Die Produktion dieses Unternehmens steigt während des laufenden Fünfjahresplanes fast auf das 4,5 fache. Die grosse Auswahl von Radioteilen und Halbleitern der Fabrik entsteht sowohl auf Grund von Lizenzen als auch auf Grund der Forschung und Selbstentwicklung.

Hergestellt werden chemische und bewickelte Widerstände, Thermistoren, keramische Kondensatoren, Papierkondensatoren, Styroflexkondensatoren, elektrolytische Kondensatoren und Kondensatoren mit metallisiertem Polyester. Die passiven Komponenten, die in grossen Mengen Wertbereichen hergestellt werden, decken fast die ganze allgemeine Nachfrage.

Die Germaniumvorrichtungen bedeuten einen grossen Anteil der Werkerzeugung. Die Germaniumdioden mit Punktkontakten EFD 103 . . . 115, die ,,drift" EFT 317, 319 und 320-Transistoren, diejenigen hoher Frequenz EFT 306, 307 und 308, die Niederfrequenz-Transistoren EFT 323, 353 , diejenigen mittlerer Leistung AD-155 und AD-152 sowie diejenigen höherer Leistung EFT 214—250 werden in grossen Mengen hergestellt und zwar mit besonderen Eigenschaften, vergleichbar mit ähnlichen Erzeugnissen anderer Länder.

Angefangen mit 1970 wird man Kraftventile und Dioden mit Siliziumstrenung mit vorzüglichen Eigenschaften bei Strömen von 350 A und Spannungen von 1200 V herstellen.

Die Produktion des nächsten Zeitabschnittes wird sich nach der Aneignung der Fachkenntnisse bzgl. epitaxialer Planarsilizium-Transistoren und integrierter Schaltungen richten.

Das neugegründete Forschungszentrum für Radio- und Halbleiterteile wird seinen wertvollen Beitrag hierzu bringen.

DK 621–52 : 621–55 : 681.32/.33

Sîrbu, M., Beghegeanu, L. und *Weinrich, G.* :

Die Anwendungen der Automatik bei industriellen Vorgängen-

Automatica şi Electronica 13, H. 4, Juli-August 1969, S. 147–162

Während der letzten Jahre zeichnete sich die Automatisierung der industriellen Vorgänge in Rumänien durch einen gewaltigen Entwicklungsrythmus aus. Man organisierte Projektierungseinheiten sowie solche zur Ausführung von Schalttafeln und von Montagearbeiten, welche die Herstellung der Automatisieranlagen im fertigen Lieferungszustand sichern können. Hierbei spielte eine besondere Rolle das IPA (Institut zur Projektierung von Automatisierungen) wo — sowohl in der Ausarbeitung der Apparatur sowie in der Projektierung von Automatisierausrüstungen und Anlagen—eine Schöpfungstätigkeit entfaltet wird.

Man bespricht einige wichtigere Automatisierausführungen von technologischen Vorgängen aus verschiedenen Gebieten der Volkswirtschaft, wie z.B. aus der chemischen Industrie, der Erdölindustrie, dem Hüttenwesen, der Zement — und Bergwerkindustrie. Ferner zeigt man auch die entworfenen und im Bau befindlichen Ausrüstungen für die im Lande hergestellten Dampfkessel und Turbinen.

Die regelbaren elektrischen Antriebe wurden bei verschiedenen Aggregaten und Maschinen angewandt, wobei die entsprechenden Lösungen im Lande entworfene und hergestellte Regelapparatur der schnellen Vorgänge benutzten.

Din statische Kommutierung findet weite Anwendung bei der Steuerung und Überwachung technologischer Linien. Entwickelt wird auch die Ausarbeitung der Ausrüstungen für die numerische Steuerung von Werkzeugmaschinen.

Für die Nachrichtenzentralisierung werden entworfen und hergestellt Telemechanikausrüstungen.

Das IPA beschäftigt sich jetzt auch mit der Einführung der elektronischen Rechenmaschinen zur Führung der technologischen Vorgange.

DK 621.389 :621.391.1

Dragomir, N. :

Ausrüstungen im Fernmeldewesen.

Automatica şi Electronica 13, H. 4, Juli-August 1969, S. 163–170

Der Aufsatz zeigt die Haupterzeugnisse unserer Industrie auf dem Gebiet der Fernmeldeausrüstungen : Ausrüstungen des Teilnehmers, der Zentrale sowie Frequenzausrüstungen (Trägerfrequenz).

Man beschreibt die Haupterzeugnisse jeder Ausrüstungsgruppe und geht dabei sowohl auf den technischen Gesichtspunkt des Problems sowie auf die neuen, jedem Erzeugnis eigenen Elemente ein. Ferner werden die Vorteile der Reihenfabrikation gewisser Ausrüstungen, welche bis vor kurzem eingeführt wurden, hervorgehoben.

Der Artikel behandelt ferner die Aussichten bzgl. Aneignung neuer Typen von Telefonapparaten, von ,,Crossbar"-Zentralen und von Trägerströmen mit erhöhter Kanalzahl (bis 300 Kanäle) sowie einer grossen Anzahl von Nebenausrüstungen, die der Entwicklung des Fernmeldewesens unseres Landes unbedingt notwendig sind.

Ferner zeigt man den Beitrag, der dem Zusammenarbeiten des Instituts für Fernmeldewesen und dem Werk ,,Electromagnetica" zu verdanken ist und dies mit dem Zweck, möglichst wirtschaftliche und produktive Lösungen zur Verwendung der von unserer Industrie hergestellten Erzeugnisse zu finden.

Die Darstellung der Entwicklung bzgl. der hauptsächlichen Fernmeldeausrüstungen zeigt auch die Bedeutung, welche bei uns der Verwendungsanstieg des Fernmeldenetzes zwecks Automatisierung des Überlandnetzes und des Telefonverkehrs erlangte.

DK 621–52/–55(09)

Barabancea, M. :

Elektronische Automatisierelemente und Ausrüstungen.

Automatica şi Electronica 18, H. 4, Juli-August 1969, S. 171–177

Der Artikel zeigt die Eigenheiten der Herstellung von Automatisierelementen und geht dabei besonders ein auf die Prüf— und Versuchsmethoden der Teile und der Teilgruppen sowie auf die neuen technologischen Verfahren, die von der FEA zwecks Sicherung der Qualität angewendet werden.

Dargestellt werden die Anzahl und die Verschiedenheit der bei der FEA erzeugten Automatisierapparatur durch Angabe der Verwendungsmöglichkeiten der verschiedenen Hauptapparate der Fabrikationsreihe und ihrer zahlreichen Abarten.

Abschliessend erörtert man kurz die Beschäftigung der Entwurfsabteilungen der FEA, die nach der Verbesserung der Apparateeigenschaften laufender Fabrikation sowie nach eine Typenvermehrung ihrer Erzeugnisse trachten.

DK 681.14–523.8

Baltac, V. :

Moderne Recheneinrichtungen für die Nationalwirtschaft.

Automatica şi Electronica 13, H. 4, Juli-August 1969, S. 178–183

Zur Organisierung eines verfeinertem Informationssystems benötigt man die Assimilierung der Herstellung von Recheneerzeugnissen, die zur Bereicherung des Systems beitragen sollen. Nach der Darstellung der Rolle dieser Erzeugnisse beschreibt man die zwecks Bereicherung der Randzone des nationalen Informationssystemsin der Assimilierung befindlichen Recheneerzeugnisse.

Man bespricht der Reihe nach die Merkmale der elektromechanischen Bürorechenmaschinen Mureş Type 11 A und C, der elektronischen Bürorechenmaschinen Felix CE 20 und Felix CE 32 sowie der Fakturier — und Buchhaltungsmaschine Felix FC 15.

Die Rechenmaschine Mureş 11 A zeichnet sich aus durch ihre robuste Bauart, durch ihre Arbeitsgeschwindigkeit, durch ihre Schreibfähigkeit, und eines Operandenbereiches von 10 Dezimalstellen bei 11 Ziffern des Resultats.

Der Rechner Felix CE 30 (32), in der Bauart mit und ohne Wurzel, ermöglicht die Ausführung der vier Rechenoperationen sowie einer Anzahl von Kombinationen derselben, ist vollkommen transistorisiert, verwendet die gleichzeitige Sehfähigkeit von vier Resultaten auf der Kathodenröhre, und ist mit einer durch Magnetostriktion verwirklichten Verzögerungslinie versehen. Die Fakturier — und Buchhaltungsmaschine Felix FC 15, voll transistorisiert, versehen mit neun freien Summiereinrichtungen und drei Arbeitsregistern, mit der Möglichkeit 165 Programmstellungen zu schaffen, mit Kartei-Programmiereinrichtung und Bandlocher, entspricht den Hauptforderungen auf diesem Rechengebiet.

Man bespricht ferner Leistungen bzgl. der Herstellung von elektronischen Rechenmaschinen im Lande sowie andere Rechenzentren, die der zentralen Zone des Informationssystems gehören.

DK 621.396.6 : 621.397.6 (09)

Juncu, O. :

Die Typenvermehrung in der Produktion von Radio — und Fernsehapparaten.

Automatica şi Electronica 13, H. 4, Juli-August 1969, S. 184–192

Er wird kurz der Werdegang des ,,Electronica" — Werkes beschrieben, wobei die Hauptetappen seiner Entwicklung seit der Nationalisierung hervorgehoben werden :
1960—Herstellung der ersten tragbaren Transistorempfänger und des ersten Radioempfängers mit Elektronenröhren höherer Klasse ; 1961 — Herstellung der ersten rumänischen Fernseher.

Ferner werden die dem Werk geschaffenen Bedingungen gezeigt (1960—1969) die zu einer beträchtlichen Produktionserhöhung der Radioempfänger und der Fernsehapparate führten und zwar :

— die Entwicklung von leistungsfähigen Forschungs—und Projektierungsabteilungen im Werk ;

— Schaffung einer leistungsfähigen eigenen Werkausrüstung ;

— Ausstattung der Laboratorien mit dem modernsten Zubehör ;

— Einrichtung von Speziallaboratorien z. B. dem für Elektroakustik mit einem Raum für Schalldämpfung ;

— Einführung moderner Technologie durch Beschaffung von vollständigen technologischen Linien aus dem Ausland ;

— Ausstattung des Werkes mit modernen Werkzeugen und Installationen hoher Produktivität.

Abschliesend werden kurz die Entwicklungsaussichten des Werkes in den letzten zwei Jahren des laufenden Fünfjahresplanes sowie die technischen Zukunftsvorhaben erwähnt.

Anschaulich wird die Darstellung durch Diagramme, welche den Werdegang der Radioempfänger und der Fernsehapparate im Laufe der Jahre wiedergeben sowie durch Bilder der vom ,,Electronica" — Werk erzeugten Haupterzeugnisse.

DK 621.327.032.11 :621.385.032.11

Pascale, Al. :

Die Technik des elektrischen Vakuums in unserem Lande.

Automatica şi Electronica 13, H. 4, Juli -August 1969, S. 193–196

Die Entwicklung der Industrie des Elektrovakuums verbesserte sich in Rumänien nach dem Jahre 1948 und konzentrierte sich dabei in zwei Einheiten : ,,Steaua electrică" aus Fieni und ,,Electrofar" aus Bukarest. Im Jahre 1960 richtete sich das Unternehmen ,,Electrofar" für die Herstellung der Gasentladungslampen ein während die ganze Fabrikation der Glühlampen von ,,Steaua electrică" übernommen wurde. In dieser Richtung entwickelte man neben der Herstellung der Glühlampen auch die Hochdruck-Quecksilberdampflampen.

Ausser den Haupterzeugnissen wurden auch andere Elektrovakuumapparate hergestellt z. B. : Heliographlampen, Quecksilberschalter, Quecksilbergleichrichter, verschiedene bei der Herstellung der Halbleiterindustrie verwendete Glasröhren, Röhren für elektrische Sicherungen u. s. w.

CONTENTS

Faur, C. :

The electronic industry, a decisive factor in introducing the up-to-date technics.

Automatica şi Electronica 13 nr. 4, july-august, p. 131-135

After stressing the importance of electronics and automations in the advance of contemporary technics, the author makes a short history of the development of this branch in our country from 1949 to date. Some information is given concerning the creation of some new production capacities covering to an ever increasing extent the range of electronic and automatic products required by the development of national economy.

The main fields of development during the 1971 — 1975 period are presented, special emphasis being placed on the development of calculus technics and professional electronic components.

The importance of the development of scientific research, the fields that will be covered and the role of research work in reaching the goals aimed at are also discussed.

The aims and tasks of electronics and automations in supplying the national economy with high-level technical products, in modernizing the industry and increasing the exports are pointed out in conclusion.

DC 621,389 (09)

Buznea, D :

Achievements and prospects in the electronics apparatus production.

Automatica şi Electronica 13, nr. 4, july-august 1969, p. 136—142

The paper deals with professional electronic equipment worked out in the prototype stage or in process of elaboration and intended for serial fabrication.

The achievements described only concern the units belonging to the Ministry of Machine Building Industry.

For systematisation purposes, the apparatus are grouped into the following categories :

1. Electronic apparatus for measuring electric and non-electric magnitudes. Among them are mentioned: stabilised tension sources, transistormeters, digital and analogical voltmeters, oscilloscopes, electronic counters, electronic torsiometers, vibrometers, electronic tensiometers, electronic apparatus for dimensional control.

2. Medical electronic apparatus. To this group belong : electroshock apparatus, a two-channel rheograph, a diathermy apparatus with ultrashort waves, an automatic globule counter.

3. Electronic apparatus for technological processes and non-standardised electronic apparatus. This group includes : protection relays of mining networks against insulation defects, high-frequency generators for technological processes, ultrasonic generators, an automatic device for condenser batteries, a numerical synchronization device for the 1,2 MV impulse installation, a measuring device for partial discharges.

4. Professional telecommunications equipment including the terminal frames, carrier current systems, radiotelephons.

The main technical and economic data are supplied for each apparatus.

Some information concerning the long-term concerns at the Electronic Research Institute and the „Electromagnetica" Works is given in conclusion.

DC 621.389

Şandra, L. :

Electronic components, bedrock of modern industry.

Automatica şi Electronica 13, nr. 4, july-august 1969, p. 142—146

A considerable attention is paid to the manufacture of electronic components. Efforts are made in order to create a proper base of components required for ensuring a wide field for the development of the electronic industry.

More than half a billion lei has been alloted to this end during the 1966—1975 period. The development of the technical basis of production is assured both by complex imports of equipment and licenses and by home-made equipment.

The representative enterprise in this field is IPRS from Băneasa. Its production is expected to increase during the present five-year plan almost 4,5 times. The wide range of radio parts and semiconductors produced by the factory is achieved both on imported licence basis and by own means.

The items produced include chemical and wound resistors, styroflex and electrolytic condensers and condensers with metallised polyester. The passive components achieved in high quantities and wide value ranges almost completely cover the general-use requirements.

The germanium devices have an important share in the production of the mentioned factory. The germanium diodes with punctiform contacts EFD 103 . . . 115, the „drift" transistors EFT 317, 319 and 320, those of high frequency EFT 306, 307 and 308, of low frequency EFT 323, 353, of average power AD-155 and AD-152, and high power EFT 212—250 are produced in large quantities and have good performances comparable with those of similar products fabricated in other countries.

Starting from 1970 will be manufactured power valves and diffused diodes based on silicium with performances of highest level, respectively currents of 350 A at voltages of 1200 V.

The development of production during the next stage will be based on the assimilation of professional components, epitaxial transistors with planary silicium and of integrated circuits.

The recently founded research center for radio parts and semiconductors is expected to bring a substantial contribution to the implementation of this program.

DC 621—52 : 621—55 : 681.32/.33

Sîrbu, M., Beghegeanu, L. and *Weinrich, G.* :

Application of automatics in industrial processes.

Automatica şi Electronica 13, nr. 4, july-august 1969, p. 147—162

These last years automation of industrial processes has been advancing at a good pace in the Socialist Republic of Romania. There have been organized designing and execution units and panel frame mounting in a position to secure complex delivery of automation installations.

The automation of the technological processes in some important branches of the national economy such as : chemical and oil industry, iron and steel industry, cement industry, mining etc. is presented. The paper describes also the boiler and turbine equipment designed or being manufactured in our country.

Adjustable electric actuating has been applied to several aggregates and machines, the adopted solutions using quick processes regulating equipment — devised and made in our country.

Static commutation is widely applied in control and supervision equipment of technological lines. Numerical process control equipment for machine-tools is being devised at present.

Telemechanical equipment designed to centralize information is being elaborated and under fabrication.

One of IPA's main concerns is the introduction of computers in the technological processes.

DC 621.389 :621.391.1

Dragomir, N. :

Telecommunications equipment.

Automatica şi Electronica 13, nr. 4, july-august 1969, p. 163—170

The paper presents the main achievements of our industry in the field of telecommunications equipment including subscriber exchange and frequency (carrier currents) equipment.

A description is given of the representative products of each group of equipment insisting on both the technical aspects of the problem and the new elements characterizing each product. The advantages of the home-production of some equipment till recently imported are also pointed out.

The prospects of the assimilation of new types of telephonic apparatus, of several Crossbar-type exchanges, of carrier current systems with an increased number of ways (up to 300 ways), as well as of a great number of auxiliary equipment required by the development of telecommunications in our country are discussed.

The way in which the technical staff of the Research and Telecommunications Institute and of the ,,Electromagnetica" Works co-operated in order to find the most economical and efficient solutions for using the parts manufactured in this country is also pointed out.

It can be seen from the development of the production of the main types of telecommunications equipment that considerable attention has been paid to improved telecommunications network in order to increase the efficiency of interurban automation and telephonic traffic.

DC. 621-52/-55(09)

Barabancea, M. :

Automation electronic elements and equipment.

Automatica şi Electronica 13, nr. 4, july-august 1969, p. 171—177

The paper presents the manufacturing peculiarities of the automation elements, insisting on the methods of checking and controlling the performances of parts and subassemblies as well as on the technologies used at the FEA in order to ensure the quality of products.

The complexity and diversity of the automation equipment manufactured at the FEA are illustrated by describing the possible uses of the different representative apparatus produced and of their numerous variants.

Some brief information is given in conclusion concerning the efforts made by the research sectors of the FEA in order to improve the performances of the apparatus from the current fabrication and to diversify the product range.

DC. 681.14-523.8

Baltac, V. :

Modern computing equipment for the national economy.

Automatica şi Electronica 13, nr. 4, july-august 1969, p. 178—182

If an improved data processing system is to be achieved, it is necessary to assimilate the production of the computing equipment designed to endow the system.

After presenting the role of the equipment, the paper describes the computing equipment bound to endow the peripheral zone of the national data processing system, which is being assimilated at present in our country. One presents the technical features of the electro-mechanical Mures 11 A and C office computers, the Felix CE 30 and Felix CE 32 office electronic computers, and the Felix FC 15 invoicind and book-keeping machine.

The robust fast moving Mures 11 A computer is endowed with a printer, a 10-decimal digit operand range and an 11-digit result range.

The Felix CE 30 (32) produced in two versions, with or without root, which can perform the four operations and a number of combined operations is entirely transistorized; it uses the simultaneous cathodic tube vizualization of four results and is equipped with a lagging line achieved by magnetostriction. The Felix FC 15 entirely transistorized invoicing and book-keeping machine is provided with nine free totalizers and nine working registers, being able to achieve 165 programme positions; it is equipped with a card programming device, a tape puncher meeting thus, the main computing requirements in this field.

The author presents some achievements in the domain of electronic computers output in our country, describing also other computing centres pertaining to the central zone of the data processing system.

DC 621.396.6 : 621.397.6(09)

Juncu, O. :

Diversification of the production of radio and TV-sets.

Automatica şi Electronica 13, nr. 4, july—august 1969, p. 184—192

The paper contains a short history of the ,,Electronica" Works, emphasizing the main stages of its development from the nationalization to date :

1960 — fabrication of the first portable transistorised radioreceivers and of the first radioreceivers with high-quality electron tubes ;

1961 — fabrication of the first Romanian TV-sets.

The following measures taken within the Works which led to an impetuous increase in the production of radio- and TV-sets during the 1960—1969 period are pointed out :

— development of strong research and design sectors within the Works ;

— creation of an effective self-equipment sector ;

— equipment of Works laboratories with up-to-date equipment ;

— installation of special laboratories including one for electroacoustics equipped with an anechoic chamber ;

— introduction of modern technologies by importing complete technological lines ;

— endowment with highly-productive modern equipment and installation.

The expected development of the Works in the last two years of the present five-year plan and some technical concerns for the future are briefly discussed in the final part of the paper. Some graphs indicating the evolution of the production of radio- and TV-sets as well as some pictures of the most representative apparatus produced at the ,,Electronica" Works are given for illustration purposes.

DC 62.327.032.11 :621.385.032.11

Pascale, Al. :

Vacuum engineering for electrical purposes.

Automatica şi Electronica 13, nr. 4, july—august 1969, p. 193—196

Vacuum engineering for electrical purposes developed steadily after 1948, the main producers being ,,Steaua electrică" (Fieni) and ,,Electrofar" (Bucharest). Beginning with 1960, ,,Electrofar" has been specializing in the production of lamps with discharge through gases, the whole output of electric bulbs being concentrated at ,,Steaua electrică" which is manufacturing also fluorescent lamps and high pressure mercury vapour lamps.

In addition, romanian specializing industry is manufacturing a varied range of other items such as : heliography lamps, mercury interrupters, mercury vapour arc rectifiers, different glass tubes used in the production of semi-conductors, tubes for safety fuses, etc.

SOMMAIRE

Faur, C. :

L'industrie électronique, facteur décisif pour l'introduction de la technique moderne.

Automatica şi Electronica 13, no. 4, juillet-août 1969, p. 131—135

On souligne l'importance de l'électronique et de l'automation dans le développement de la technique contemporaine et on dresse un court historique de ces branches dans notre pays depuis 1949. L'article traite de la création de nouvelles capacités de production qui doivent satisfaire la demande de produits de plus en plus diversifiés réclamés par l'économie nationale.

On présente ensuite les principaux secteurs de développement pour la période 1971—1975, l'accent étant surtout mis sur la technique du calcul et sur les composants électroniques professionnels.

On montre, en même temps, l'importance du développement de la recherche scientifique, les domaines qui seront abordés et le rôle de cette recherche dans la réalisation des buts proposés.

On met en évidence finalement les objectifs et les tâches de l'électronique et de l'automation afin de fournir à l'économie nationale des produits ayant un haut degré de technicité, de moderniser l'industrie et d'accroître les exportations.

CD 621.389 (09)

Buznea, D. :

Réalisations et perspectives dans la production d'appareils électroniques.

Automatica şi Electronica 13, no. 4, juillet-août 1969, p. 136—142

L'article se réfère aux appareils électroniques professionnels élaborés en phase de prototype ou bien en cours d'élaboration et en cours de fabrication, ou qui sont prévus pour la fabrication en série.

On présente exclusivement les réalisations des unités dont l'organe supérieur est le Ministère de l'Industrie de la Construction des Machines (M.I.C.M.).

En vue d'une systématisation, les appareils sont groupés dans les catégories suivantes :

1. Appareils électroniques destinés au mesurage des caractéristiques électriques et non électriques. Dans ce groupe on cite : les sources de tension stabilisées, les transistormètres, les voltmètres numériques et analogiques, les oscilloscopes, les calculateurs électroniques, les torsiomètres électroniques, les vibromètres, les tensiomètres électroniques, les appareils électroniques pour le contrôle des dimensions.

2. Appareils électroniques médicaux. On cite dans ce groupe : l'appareil pour électrochoc, le rhéographe à deux canaux, l'appareil de diathermie à ondes ultra-courtes, le calculateur automatique de globules.

3. Appareils électroniques pour processus technologiques et appareils électroniques non standardisés. Dans ce groupe on cite : les relais protecteurs des réseaux miniers en cas de défaut d'isolation, les générateurs de haute fréquence pour processus technologiques, les générateurs d'ultra-sons, le dispositif d'automation des batteries de condensateurs, le dispositif de synchronisation numérique pour l'installation d'impulsions de 1,2 MV, l'appareil qui mesure les décharges partielles.

4. Appareillages pour télécommunications profesionnelles, parmi lesquels on cite : les cadres terminaux, systèmes de courants porteurs, appareils radiotéléphoniques.

Pour chaque appareil on indique les données techniques et économiques principales.

A la fin de l'article on présente les préoccupations de perspective de l'Institut de recherches électroniques (I.C.E.) et des usines ,,Electromagnetica''.

CD 621.389

Şandra, L. :

Les composants électroniques, base matérielle de l'industrie moderne.

Automatica şi Electronica 13, no. 4, juillet-août 1969, p. 143—146

On accorde actuellement une importance majeure à la fabrication des composants électroniques. On fait des efforts pour créer une base propre de composants qui puisse assurer un vaste champ de développement à l'industrie électronique.

Pour les années 1966—1975 on a alloué à cet effet plus d'un demi milliard de lei. Le développement de la base technique de production se réalise par des importations complexes d'outillages et des licences, ainsi que par auto-outillation.

L'entreprise représentative de ce domaine est I.P.R.S.—Băneasa. La production de cette entreprise va s'accroître d'environ 4,5 fois au cours du plan quinquennal actuel. Le grand sortiment de pièces radio et de semiconducteurs de la fabrique s'exécute par des licences ainsi que par les recherches et le développement propre de l'entreprise.

On fabrique des résistors chimiques et bobinés, des thermistors, des condensateurs céramiques, des condensateurs à papier, des condensateurs styroflex, des condensateurs électrolytiques et des condensateurs à polyester métallisé. Les composants passifs, réalisés dans des quantités et des gammes de valeurs importantes, assurent presque entièrement les besoins de la consommation générale.

Les dispositifs à germanium occupent un important volume dans la production de la fabrique. Les diodes à germanium, à contacts punctiformes EFD 103—115, les transistors ,,drift'' EFT 317, 319 et 320, de haute fréquence EFT 306, 307 et 308, les transistors de basse fréquence EFT 323, 353, de puissance moyenne AD—155 et AD—152, ainsi que ceux de puissance EFT 212—250, sont fabriqués dans la production de masse et présentent des performances supérieures compétitives avec les produits similaires fabriqués dans d'autres pays.

A partir de 1970 on va fabriquer des soupapes de puissance et des diodes diffusées à base de silicium ayant des performances de plus en plus supérieures, respectivement des courants de 350 A à des tensions de 1 200 V.

Le développement de la production dans l'étape suivante sera axé sur l'assimilation des composants professionnels, des transistors à silicium planaire épitaxiaux et des circuits intégrés.

Le Centre de recherches pour pièces radio et semiconducteurs, récemment créé, contribuera en grande mesure à la réalisation de ce programme.

CD 621—52 :621—55 :681.32/3.3

Sîrbu, M., Beghegeanu, L. et *Weinrich, G.* :

L'application de l'automation dans les processus industriels.

Automatica şi Electronica 13, no. 4, juillet-août 1969, p. 147—162

Au cours des dernières années, l'automation des processus industriels s'est déroulée selon un rythme intense de développement, dans la République Socialiste de Roumanie. Des unités d'élaboration des projets et d'exécution des panneaux et du montage ont été organisées, celles-ci permettant d'assurer l'exécution en régime de livraison complexe des installations d'automation. Dans cette activité, un rôle important revient à l'Institut d'élaboration des projets d'automation (IPA), où se déroule une activité de conception des appareils ainsi que des équipements et des installations d'automation.

On présente quelques réalisations plus importantes d'automation de processus technologiques pour les différentes branches de l'économie nationale, comme par exemple pour l'industrie chimique, le pétrole, la sidérurgie, le ciment, l'industrie minière, etc. On indique aussi les équipements projetés et ceux en cours de fabrication, pour les chaudières à vapeur et les turbines que l'on exécute dans notre pays.

Les actionnements électriques réglables ont été appliqués aux différents agrégats et machines, les solutions adoptées utilisant les appareils de réglage des processus rapides, élaborés et fabriqués dans le pays.

La commutation statique est très souvent appliquée dans les équipements de commande et de surveillance des lignes technologiques. L'élaboration d'équipements de commande numérique des machines-outils est actuellement en cours de développement.

Pour la centralisation des informations, on élabore et on fabrique des équipements de télémécanique.

L'introduction des calculateurs pour la commande des processus technologiques représente la préoccupation actuelle de l'IPA.

CD 621.389 :621.391.1

Dragomir, N. :

Equipements de télécommunications.

Automatica şi Electronica 13, no. 4, juillet-août 1969, p. 163–170

Dans l'article on présente les principales réalisations de notre industrie, dans le domaine des équipements de télécommunications : équipements d'abonnés, équipements de centrale et équipements de fréquence (courants porteurs).

On fait une description des produits représentatifs de chaque groupe d'équipements, en insistant sur l'aspect technique du problème, ainsi que sur les nouveaux éléments qui caractérisent chaque produit. On montre, de même, les avantages de la production dans notre pays, de certains équipements qui naguère étaient importés.

Dans l'article on fait aussi une analyse des perspectives concernant l'assimilation de nouveaux types d'appareils téléphoniques, de quelques centrales du type Crossbar et des systèmes de courants porteurs à nombre accru de voies (jusqu'à 300 voies), ainsi que d'un grand nombre d'équipements auxiliaires, absolument nécessaires au développement des télécommunications dans notre pays.

En même temps on montre la contribution due à la collaboration entre les cadres de l'Institut de recherches pour les télécommunications et les cadres de l'usine ,,Electromagnetica'', en vue de trouver les solutions les plus économiques et les plus productives pour l'utilisation des pièces fabriquées par notre industrie.

La présentation du développement de la production des principaux équipements de télécommunications indique aussi l'importance acquise dans notre pays par l'extention du dotage du réseau de télécommunications en vue d'accroître l'automation interurbaine et le trafic téléphonique.

CD 621–52/–55 (09)

Barabancea, M. :

Eléments et équipements électroniques d'automation.

Automatica şi Electronica 13, no. 4, juillet-août 1969, p. 171–177

Dans cet article on présente les particularités de la fabrication des éléments d'automation, en insistant sur les méthodes de vérification et de contrôle des performances des pièces et des sous-ensembles, ainsi que sur les procédés technologiques nouveaux, utilisés dans la FEA en vue de garantir la qualité des produits.

La complexité et la diversité de l'appareillage d'automation fabriqué par la FEA sont illustrées par la présentation des possibilités d'utilisation des différents appareils représentatifs faisant partie de la gamme de fabrication et des nombreuses variantes de ces appareils.

Pour clore, on présente sommairement les préoccupations des secteurs de conception de la FEA qui sont orientées vers l'amélioration des performances des appareils de fabrication courante, ainsi que vers la diversification du nomenclateur des produits.

CD 681.14–523.8

Baltac, V. :

Outillages modernes de calcul pour l'économie nationale.

Automatica şi Electronica 13, no. 4, juillet-août 1969, p. 178–183

Pour l'organisation d'un système informationnel perfectionné, il est nécessaire d'assimiler la production des outillages qui feront partie de l'équipement de ce système. Après avoir présenté le rôle de ces outillages, l'auteur décrit les outillages de calcul en cours d'assimilation en vue de l'équipement de la zone périphérique du système informationnel national.

On présente sommairement les caractéristiques des machines à calculer électroniques pour les bureaux, du type Mureş 11 A et C, des machines à calculer électroniques pour les bureaux type Felix CE 30 et Felix CE 32 et de la machine qui établit les factures et comptabilise, type Felix FC 15.

La machine à calculer Mureş type 11 A a une construction robuste, rapide, elle est pourvue d'un dispositif pour imprimer et possède une longueur des opérateurs de 10 chiffres décimaux et pour les résultats de 11 chiffres.

Le calculateur Felix CE 30 (32), en variante avec ou sans radical, permet la réalisation des quatre opérations ainsi qu'un nombre d'opérations combinées ; il est complètement transistorisé, il utilise la visualité simultanée de quatre résultats par le tube cathodique, il est doté d'une ligne de retardement réalisée par magnétostriction. La machine à facturer et à comptabiliser Felix FC 15, complètement transistorisée, dotée de neuf totalisateurs libres et de trois registres de travail a la possibilité de réaliser 165 positions de programme, ayant un dispositif pour l'élaboration des programmes à fiches et à perforateur de bande ; cette machine satisfait les principales conditions requises dans ce domaine de calcul.

On présente les réalisations concernant la construction des calculateurs électroniques dans notre pays ainsi que d'autres centres de calcul qui font partie de la zone centrale du système informationnel.

CD 621.396.6 :621.397.6 (09)

Juncu, O. :

L'accroissement de la diversité dans la production d'appareils radio et de télévision.

Automatica şi Electronica 13, no. 4, juillet-août 1969, p. 184–192

On fait un court historique des usines ,,Electronica'', en insistant sur les étapes importantes qui marquent le développement des usines à partir de la nationalisation et juqu'à présent :

1960 — la fabrication des premiers radiorécepteurs transistorisés portables et du premier radiorécepteur à tubes électroniques de classe supérieure ;

1961 — la fabrication des premiers téléviseurs roumains.

On spécifie ensuite les conditions créées dans l'usine et qui ont mené à un accroissement impétueux de la production de radiorécepteurs et de téléviseurs, pendant la période 1960—1969, et notamment :

— le développement dans l'usine de certains secteurs puissants de recherche et d'élaboration de projets ;

— la création d'un puissant secteur d'auto-outillage ;

— l'équipement des laboratoires de l'usine avec les appareils les plus modernes ;

— l'organisation de laboratoires spéciaux, comme par exemple celui d'électroacoustique, pourvu d'une chambre sourde ;

— l'introduction de certaines technologies modernes par l'acquisition de lignes technologiques complètes importées ;

— l'équipement de l'usine avec des outillages et des installations modernes de grande productivité.

A la fin de l'article on présente sommairement les perspectives de développement de l'usine au cours des deux dernières années du plan quinquennal actuel, ainsi que les préoccupations techniques d'avenir.

L'exposé est concrétisé par des graphiques qui indiquent l'évolution de la production de radiorécepteurs et de téléviseurs au cours des années, ainsi que par des photos des appareils les plus représentatifs fabriqués par l'usine ,,Electronica''.

CD 621.327.032.11 :621.385.032.11

Pascale, Al. :

La technique de l'électrovide en Roumanie.

Automatica şi Electronica 13, no. 4, juillet-août 1969, p. 193–196

Le développement de l'industrie électrovide s'est intensifié en Roumanie à partir de 1948, date à laquelle elle se concentre en deux unités : l'entreprise ,,Steaua electrică'' de Fieni et l'entreprise ,,Electrofar'' de Bucarest. En 1960, l'entreprise ,,Electrofar'' a été reprofilée pour l'exécution des lampes à décharge en gaz, et toute la production des lampes électriques à incandescence a été concentrée à l'entreprise ,,Steaua electrică''. Dans ce sens se développe, en même temps que la production des lampes à incandescence, la production des lampes fluorescentes et à vapeurs de mercure de haute pression.

A part la production principale mentionnée plus haut, on produit aussi des appareils électrovide, comme par exemple : des lampes pour héliographes, des interrupteurs à mercure, des redresseurs à mercure, divers tubes en verre utilisés dans la production des semiconducteurs, des tubes pour coupe-circuits électriques, etc.

AUTOMATICA și ELECTRONICA
REVISTĂ TEHNICO-ȘTIINȚIFICĂ DE AUTOMATICA, ELECTRONICĂ INDUSTRIALĂ ȘI TEHNICĂ NUCLEARĂ
ORGAN AL MINISTERULUI INDUSTRIEI CONSTRUCȚIILOR DE MAȘINI ȘI AL CONSILIULUI NAȚIONAL AL INGINERILOR ȘI TEHNICIENILOR DIN REPUBLICA SOCIALISTĂ ROMÂNIA

Vol. XIII (pag. 131—196) nr. 4, iulie — august București, 1969

Industria electronică, factor hotărîtor în introducerea tehnicii noi

Ing. CONSTANTIN FAUR
Secretar general al Ministerului Industriei Construcțiilor de Mașini și Președinte al Centralei industriale de electronică și automatizări

În toate țările dezvoltate din punct de vedere industrial, radiotehnica și electronica au devenit unul dintre factorii hotărîtori ai revoluției tehnico-științifice care se desfășoară pe plan mondial, fiindu-i proprii ritmuri ridicate de creștere a producției care depășesc în măsură considerabilă ritmurile de creștere a producției atît a industriei în ansamblu, cît și a construcțiilor de mașini și a prelucrării metalelor.

Dacă cu 10 — 15 ani în urmă industria radiotehnică și electronică din țările industrial dezvoltate se limita în principal la livrarea utilajelor pentru sistemele de radiodifuziune și telecomunicații, precum și la produsele radioelectronicii de uz casnic, în momentul de față domeniul ei de utilizare se extinde asupra tuturor ramurilor de bază ale economiei naționale, inclusiv cercetările științifice și tehnice, conducerea economiei naționale și alte ramuri în afara sferei producției materiale.

Automatizarea proceselor de producție, ca factor hotărîtor în ridicarea productivității și eficienței muncii sociale, precum și competitivitatea multor produse ale industriei depind într-o măsură crescîndă de utilizarea produselor electronice moderne.

Asigurarea condițiilor pentru dezvoltarea cu precădere a producției industriei electronice și pentru atingerea celui mai înalt nivel tehnic al acesteia a devenit una dintre problemele centrale ale politicii economice a țărilor industrializate.

Și în țara noastră, continuarea dezvoltării în ritmuri înalte a întregii economii este condiționată de creșterea în continuare, cu un ritm superior față de alte ramuri, a industriei electronice și de automatizări.

Promovarea progresului tehnic în toate domeniile de activitate, extinderea automatizării, înzestrarea economiei cu instalații la nivelul tehnicii moderne sînt sarcini de bază ale planului economic pe anii 1966 — 1970.

Dezvoltarea industriei electronice și de automatizări constituie una dintre sarcinile importante stabilite de către Congresul al IX-lea al P. C. R., ca fiind un factor hotărîtor în introducerea tehnicii noi. Creșterea în ritm susținut a tuturor ramurilor economiei naționale, în paralel cu creșterea performanțelor mijloacelor tehnice de orice natură, a necesitat și va necesita în tot mai mare măsură dezvoltarea rapidă a producției electronice și a mijloacelor de automatizare.

★

Înainte de actul naționalizării, industria electronică și de automatizări din țara noastră se reducea în principal la cîteva ateliere aparținînd firmelor străine și care efectuau montajul de radioreceptoare, becuri cu incandescență și aparate telefonice.

Perioada 1949—1955, care reprezintă un început al industriei electronice și de automatizări în țara noastră, se caracterizează prin înființarea primelor întreprinderi de specialitate, pe spații și cu utilaje în general existente : Radiopopular, pentru producția de radioreceptoare; Electrofar și Steaua electrică, pentru producția de becuri; Vestitorul, pentru producția de aparate telefonice; Electroaparataj, pentru producția de aparataj electric.

În perioada 1956 — 1960, aceste întreprinderi primesc primele spații de producție și dotări cu utilaje noi mai importante. Ca urmare a acestor dezvoltări, Radiopopular și Vestitorul, devenite respectiv Electronica și Electromagnetica de astăzi, încep fabricația de serie a unor produse de concepție proprie cu un grad de integrare sporit.

Perioada 1961—1965 a pus noi probleme importante sectorului de electronică și automatizări. Prin construcția și darea în funcțiune a unei noi întreprinderi, IPRS-Băneasa (fig. 1), a început fabricația în țară, cu o tehnologie de nivel avansat, a componentelor pasive, ca : circuite imprimate, rezistențe, condensatoare de diverse tipuri și a dispozitivelor semiconductoare pe bază de germaniu. De asemenea s-a constituit un sector pentru elemente, aparate și instalații de automatizare care a grupat două unități nou înființate, Institutul de proiectare de aparataj electrotehnic și instalații de automatizare IPA, Întreprinderea pentru montajul instalațiilor de automatizare IMIA și o serie de întreprinderi existente, Electromagnetica, Electroaparataj, Electrotehnica și Automatica.

În această perioadă, la uzina Electronica începe producția radioreceptoarelor transistorizate și a televizoarelor ; se introduc tehnologii specifice în fabricația pieselor și a subansamblelor, precum și montajul pe bandă al aparatelor.

Steaua electrică începe producția de becuri speciale pe grupuri automate, iar Electrofar, producția de lămpi fluorescente și lămpi cu vapori de mercur pe linii de fabricație la nivelul tehnicii actuale.

Uzina Electromagnetica și întreprinderea Electroaparataj trec la fabricația unor produse cu performanțe îmbunătățite, necesare noilor obiective industriale ale economiei naționale sau unor realizări de nivel avansat ale sectorului electrotehnic, ca de exemplu locomotiva diesel electrică, echipamentele de semnalizare, centralizare și blocare pentru calea ferată, ascensoarele, precum și pentru mașini-unelte, poduri rulante, macarale, cazane etc.

Întreprinderile Electrotehnica și Automatica încep fabricația produselor din noul profil, de elemente și respectiv de tablouri, panouri și pupitre pentru instalații de automatizare.

Întreprinderile existente și reprofilate din sectorul de electronică și automatizări au în această perioadă un program de producție specializat, cu un grad de integrare avansat, care se realizează pe suprafețe și cu mijloace de producție importante. Practic, toate aceste întreprinderi sînt reconstruite și reechipate.

Perioada actuală, 1966 — 1970, are în vedere creșterea deosebită a capacităților de producție și a gradului de integrare a tuturor produselor, eliminarea în mare măsură a importurilor de componente, asimilarea de sortimente noi cu performanțe calitativ superioare.

În conformitate cu Directivele Congresului al IX-lea al P. C. R. s-a organizat producția de elemente de automatizare, construindu-se și dîndu-se în funcțiune, în anul 1967, o fabrică nouă — Fabrica de elemente de automatizare FEA (fig. 2).

În afara dezvoltărilor foarte mari ce s-au realizat sau se realizează la uzinele existente pînă la nivelul maxim rațional pe actuala incintă (IPRS-Băneasa, Electroaparataj, Electromagnetica, Steaua electrică Fieni, pentru a cita numai pe cele mai importante), s-au dez-

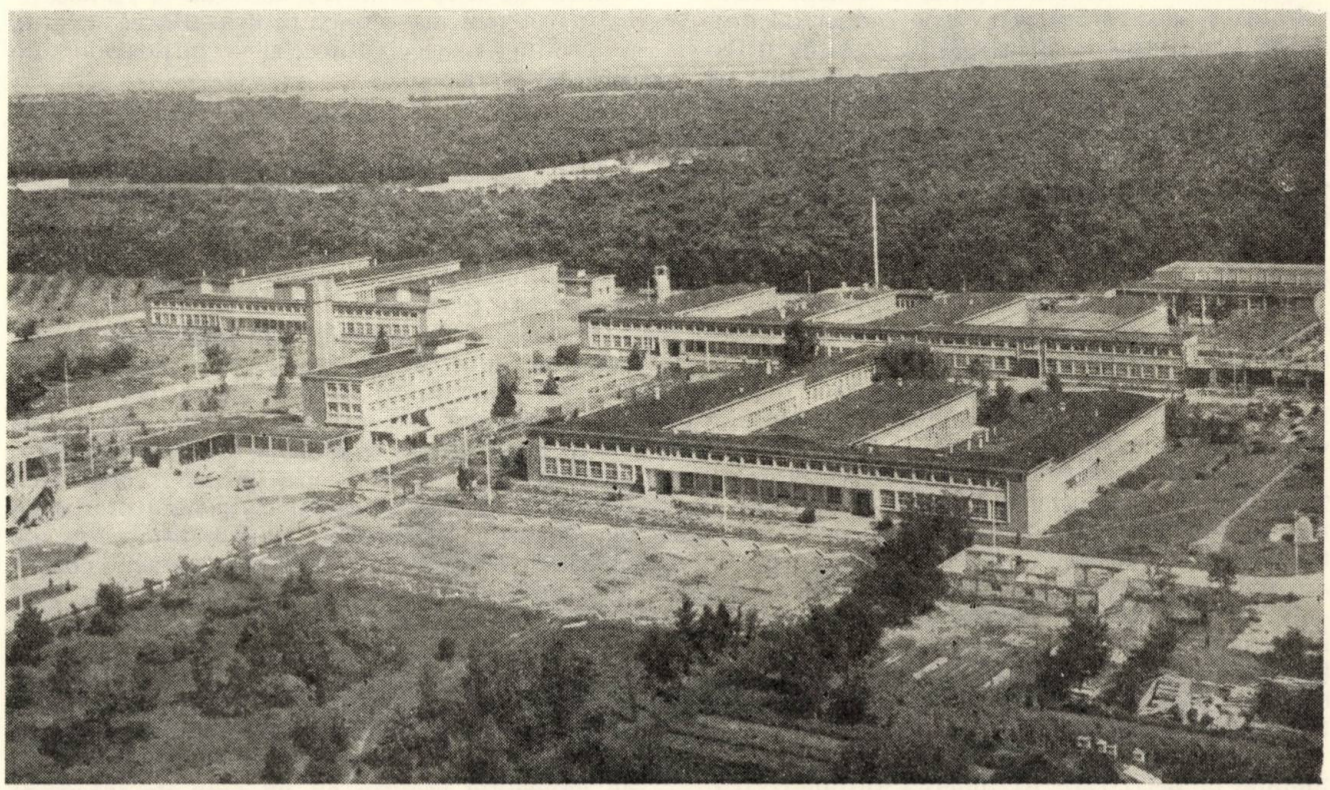


Fig. 1

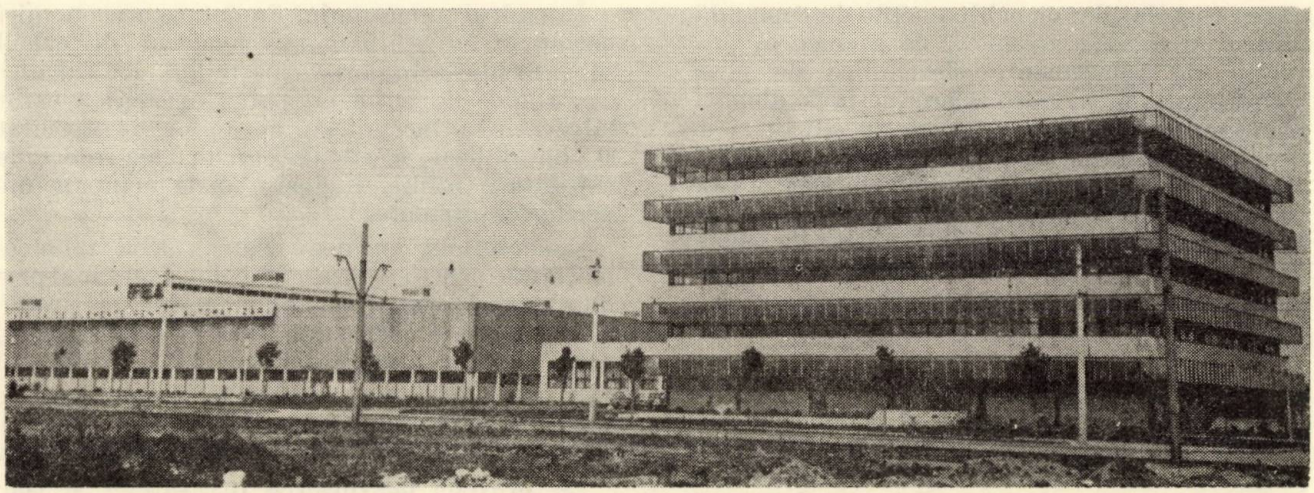


Fig. 2

voltat noi suprafeţe de producţie pe alte incinte (Electrotehnica şi Secţia de montaj aparate radio şi televizoare) şi au apărut alte fabrici noi (Uzina de cinescoape, Fabrica de aparatură electronică de măsură şi industrială FEMI.

Produsele din profilul acestor întreprinderi vor fi realizate în mare parte printr-un efort propriu de asimilare, în care scop a fost creat Institutul de cercetări electronice.

Avînd în vedere aceste dezvoltări de capacităţi, industria electronică şi de automatizări va produce în 1970 de 2,85 ori mai mult decît în anul 1965, ceea ce duce la un ritm mediu anual de creştere a producţeiei de 23,3%. În cursul acestui an, ca urmare a indicaţiilor Conferinţei naţionale a P. C. R., a fost înfiinţată Centrala industrială de electronică şi automatizări — CIEA — care desfăşoară un ansamblu de activităţi de cercetare, proiectare, producţie şi montaj şi care grupează toate unităţile care activează în domeniul electronicii, automatizărilor şi tehnicii vidului.

În ultimii ani, alături de modificările cantitative, în industria electronică au avut loc modificări calitative care se traduc în primul rînd prin cota mereu crescîndă a produselor cu destinaţie profesională în volumul total al produselor industriei electronice.

Au fost abordate noi domenii ale tehnicii, ca de exemplu fabricaţia de cinescoape, de maşini de calculat, maşini de facturat şi contabilizat, de dispozitive semiconductoare cu siliciu, care reprezintă domenii de vîrf ale tehnicii mondiale.

Creşterea cotei de echipamente cu destinaţie profesională este expresia tendinţelor dezvoltării tehnice contemporane care constă, în principal, în majorarea continuă a cotei echipamentelor electronice, ca rezultat al automatizării.

Progrese mari au fost atinse în domeniul radioelectronicii de uz casnic, radioreceptoare şi televizoare.

Producţia de televizoare este în 1970 de trei ori, iar la radioreceptoare de 1,4 ori mai mare decît în 1965. Diversificarea sortimentelor, nivelul de calitate atins au permis exportul acestor aparate în Anglia, Franţa, R. F. G. şi în alte ţări.

În legătură cu ritmurile mai ridicate de creştere a producţiei echipamentelor electronice cu destinaţie profesională se prevede tendinţa scăderii treptate a ponderii produselor electronicii de uz casnic în volumul total al producţiei.

Modificările structurale de mai sus corespund în principal cu tendinţele dezvoltării pe scară mondială, legată de crearea bazei pentru introducerea largă a produselor electronicii în economia naţională, în particular pentru asigurarea dezvoltării accelerate a mijloacelor de automatizare şi a maşinilor electronice de calcul.

Rolul hotărîtor în ridicarea rapidă a industriei electronice este determinat de efectuarea în timp util a lucrărilor intense de cercetări ştiinţifice, cu concentrarea unor forţe şi mijloace enorme în direcţiile de cea mai mare perspectivă ale dezvoltării tehnicii în acest domeniu.

Pentru dezvoltarea cercetărilor ştiinţifice, în afara Institutului de cercetări electronice, au luat fiinţă în acest cincinal Institutul de cercetări şi proiectări pentru utilaje şi echipamente de calcul şi Centrul de cercetare şi proiectare de pe lîngă IPRS-Băneasa, care vor avea un rol deosebit în dezvoltările ulterioare.

★

Potrivit obiectivelor şi sarcinilor dezvoltării economiei naţionale în perspectivă, directivele Congresului al X-lea stabilesc în mod distinct că, pentru perioada 1971 — 1975, industria electronică va creşte de 2,2 — 2,4 ori, îndeosebi prin dezvoltarea producţiei de aparate electronice industriale, de aparate de măsură şi control, de mijloace de automatizare pentru înzes-

trarea instalaţiilor cu echipamente de comandă, control şi reglaj; va spori, de asemenea, producţia de componente electronice de clasă profesională, se va trece la producţia de dispozitive semiconductoare pe bază de siliciu şi de circuite integrate; se va organiza şi extinde producţia de aparate de radiocomunicaţii pentru utilizări profesionale. În acelaşi timp se va lărgi substanţial producţia tehnicii de calcul electronic prin asimilarea în fabricaţie a maşinilor electronice şi electromecanice, precum şi a calculatoarelor electronice cu capacitate medie.

Conform studiilor efectuate, ţinînd seamă de tendinţele de dezvoltare tehnică pe plan mondial, de progresul rapid al producţiei electronice şi de automatizări, de necesitatea acoperirii nevoilor economiei naţionale şi de mărirea exportului, volumul producţiei globale prevăzut pentru Centrala industrială de electronică şi automatizări va continua să crească într-un ritm mediu anual de peste 21%, superior ramurii industriei constructoare de maşini (13%) şi ramurii industriei elelectrotehnice în ansamblu (18%), urmărindu-se recuperarea rămînerilor în urmă în acest domeniu.

Creşterea producţiei globale a industriei de electronică şi de automatizări este prezentată în figura 3.

Pentru satisfacerea în măsură din ce în ce mai mare a necesităţilor de consum ale populaţiei, în concordanţă cu creşterea nivelului de trai, volumul de producţie va creşte în anul 1975, faţă de 1970, la radioreceptoare de 1,55 ori, iar la televizoare de 1,67 ori.

Crearea unor capacităţi de producţie care să asigure realizarea nivelurilor de producţie necesare este legată de realizarea unor investiţii, atît pentru dezvoltarea celor 11 întreprinderi existente în cadrul CIEA, cît şi pentru înfiinţarea altor 11 întreprinderi. Se va avea în vedere specializarea întreprinderilor prin restrîngerea profilului de fabricaţie şi stabilirea unor limite optime de dezvoltare, ţinînd seamă de posibilităţile reale de dezvoltarea a întreprinderilor existente pe suprafeţele de teren disponibile, de crearea unor nuclee specializate în zone noi legate de disponibilul de forţe de muncă, precum şi de necesitatea dezvoltării industriale a unor oraşe. Amplasarea unităţilor noi care necesită cadre de înaltă calificare este prevăzută în vecinătatea centrelor universitare.

Un domeniu căruia i se acordă o atenţie deosebită în cadrul CIEA este cel destinat fabricaţiei de utilaje pentru mecanizarea şi automatizarea calculului, precum şi de componente electronice profesionale.

Această tehnică de vîrf are implicaţii deosebite în dezvoltarea industriei electrotehnice şi, în principal, a celei electronice, precum şi în ridicarea activităţii economiei naţionale pe o nouă treaptă superioară.

În cadrul programului de dotare a economiei naţionale cu echipamente moderne de calcul se prevede asimilarea maşinilor de calculat electronice de birou cu patru operaţii a căror fabricaţie a început, a maşinilor de facturat şi contabilizat, a calculatoarelor electronice de capacitate medie, inclusiv unele echipamente periferice aferente.

Concomitent cu dezvoltarea bazei tehnico-materiale pentru ridicarea nivelului tehnic al produselor şi al producţiei, prin modernizarea produselor existente, prin asimilarea de produse noi şi prin modernizarea proceselor tehnologice, au fost prevăzute ample activităţi de cercetare în institute departamentale şi centre de cercetări, precum şi dezvoltări ale laboratoarelor uzinale.

Se prevede dezvoltarea institutelor şi centrelor de cercetare, a laboratoarelor uzinale existente, înfiinţarea unor noi centre de cercetare în domeniul radioreceptoarelor şi televizoarelor, al echipamentelor de telecomunicaţii, al echipamentelor electromedicale şi nucleare, al tehnicii vidului, înfiinţarea unor noi laboratoare uzinale. Numărul de salariaţi din sectorul de cercetări şi dezvoltări va creşte de circa 2,2 ori în 1975 faţă de 1970. Sînt prevăzute lucrări în următoarele domenii mai importante: elaborea de materiale şi piese noi din ferite magnetice, inclusiv ferite plastice, elaborarea tehnologiilor de fabricaţie a surselor moderne de lumină, introducerea tehnologiilor pentru fabricarea de componente şi circuite integrate pentru aparatura profesională şi în special pentru utilajele de calcul, introducerea de tehnologii noi şi perfecţionarea celor existente pentru fabricarea de dispozitive semiconductoare şi piese radio.

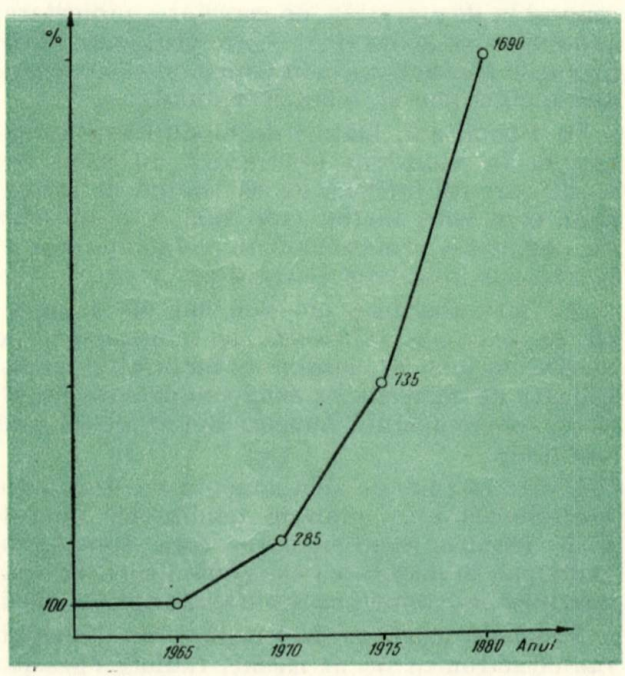


Fig. 3

În vederea satisfacerii în măsură mai mare a necesarului economiei cu produse electronice şi de automatizări se va lărgi sortimentul fabricat prin asimilarea unui număr de circa 180 de grupe de produse noi şi prin modernizarea produselor existente, astfel încît în anul 1975 profilul de fabricaţie al întreprinderilor din cadrul CIEA va fi lărgit cu circa 2000 de noi tipovariante de produse. Ţinînd seamă de capacităţile de producţie viitoare, de diversificarea şi de creşterea nivelului de calitate a produselor, se creează şi condiţii pentru livrarea unui volum sporit de produse la export, care va fi de opt ori mai mare în 1975 decît în anul 1970.

Ridicarea nivelului tehnic al producţiei, asimilarea cu forţe proprii de produse la nivel tehnic mondial, permit ca în anii următori să se poată oferi la export licenţe de fabricaţie, proiecte tehnologice, linii şi utilaje de fabricaţie.

În ultimii ani se constată o dezvoltare rapidă în toate ţările în producţia şi folosirea maşinilor electronice de calcul care au o imensă importanţă pentru economia naţională şi, în particular, pentru conducerea şi planificarea în domeniul cercetării ştiinţifice, în conducerea proceselor industriale automatizate.

Tehnica electronică de calcul reprezintă domeniul de vîrf şi de perspectivă al industriei electronice. Numai datorită ei se poate aborda mecanizarea muncii intelectuale pe o scară care să corespundă mecanizării muncii fizice. Cu această ocazie se atinge viteza şi precizia care, în general, sînt inaccesibile pentru om. Fără maşini de calcul electronice cu acţionare rapidă nu se puteau atinge astfel de ritmuri de dezvoltare a tehnicii, în special în domeniile care determină actualmente progresul tehnic, ca de exemplu tehnica nucleară şi de rachete, cercetarea cosmosului, cercetările biologice, automatizarea complexă a proceselor de producţie etc. Un rol foarte important în domeniul planificării şi conducerii economiei naţionale, statisticii şi prelucrării informaţiilor de toate felurile îl au maşinile de calcul electronice.

Maşinile de calcul electronice cifrice îşi găsesc utilizarea în toate ramurile economiei naţionale : industrie, comerţ, finanţe, transport etc.

O dată cu dezvoltarea producţiei industriei electronice, deosebit de rapid creşte şi volumul producţiei de piese şi componente electronice cu toată modificarea rapidă şi uneori chiar radicală a proceselor tehnologice de fabricaţie respective.

Numai în perioada 1966—1970 în domeniul producţiei componentelor electronice a avut loc o majorare a producţiei de circa cinci ori.

În structura producţiei componentelor electronice în decursul ultimilor ani au intervenit modificări esenţiale. Este demn de remarcat în primul rînd tendinţa de scădere a folosirii tuburilor electronice, noile produse proiectîndu-se numai pe baza dispozitivelor semiconductoare.

Un interes deosebit îl prezintă perspectiva de fabricare a pieselor radio şi a componentelor bazate pe tehnologii noi.

O dezvoltare importantă o capătă tehnica microelectronică.

Totodată trebuie remarcat că maşinile electronice de calcul şi circuitele integrate vor fi principalele tehnici care vor influenţa evoluţia rapidă a electronicii. În dezvoltarea microelectronicii un loc deosebit va fi acordat circuitelor integrate, viitorul acestora fiind viitorul electronicii propriu-zise. Avantajele circuitelor integrate vor duce la pătrunderea produselor electronicii în toate domeniile de activitate.

Din cele prezentate mai sus rezultă că dezvoltarea industriei electronice, datorită locului deosebit pe care îl ocupă în contextul dezvoltării industriale, ca urmare a contribuţiei pe care o aduce la modernizarea şi perfecţionarea tuturor domeniilor de activitate, impune eforturi susţinute în toate sectoarele centralei industriale , o grijă deosebită pentru asigurarea tuturor condiţiilor necesare pentru realizarea programului propus.

Ritmul înalt de creştere a producţiei implică intensificarea muncii în sectoarele de concepţie pentru a mări diversitatea sortimentelor fabricate prin concepţie proprie, pentru creşterea gradului de integrare, pentru a asigura o calitate competitivă pe plan mondial, o elasticitate a proiectării pentru a răspunde prompt solicitărilor beneficiarilor interni şi externi. Totodată pregătirea fabricaţiei trebuie organizată într-un mod mai eficient pentru a permite termene de livrare şi cantităţi corespunzătoare necesităţilor economiei naţionale.

Toate aceste aspecte au fost luate în considerare după o temeinică dezbatere la toate nivelele şi au fost introduse în studiile întocmite pentru dezvoltarea industriei electronice, dînd acestora un pronunţat caracter ştiinţific şi realist, în conformitate cu ideile călăuzitoare din proiectul de Directive ale Congresului al X-lea al P. C. R., astfel încît sînt create toate condiţiile obiective pentru traducerea în viaţă a acestui impresionant program de dezvoltare.

Firește, crearea condiţiilor nu asigură de la sine succesul, dar rezultatele obţinute pînă în prezent, entuziasmul crescînd cu care oamenii muncii din industria electronică şi de automatizări întîmpină cele două mari evenimente, Congresul al X-lea al P. C. R. şi a 25-a aniversare a eliberării României de sub jugul fascist, dau certitudinea că ţelurile propuse vor fi atinse. Acest lucru nu reprezintă numai o simplă afirmaţie, ci este angajamentul colectivului nostru de muncitori şi ingineri care, conştienţi de importanţa sarcinilor ce le stau în faţă, vor depune toată priceperea şi vor lucra cu tot entuziasmul pentru traducerea în viaţă a istoricelor prevederi ale Congresului al X-lea al P. C. R.

Dr. ing. D. BUZNEA
Director al Institutului de cercetări electronice

Realizări şi perspective în producţia de aparatură electronică

Aparatele electronice reprezintă mijloace importante pentru dezvoltarea în ritm susţinut a economiei naţionale, pentru introducerea progresului tehnic în cele mai variate sectoare de activitate productivă, dar mai ales pentru dezvoltarea şi pătrunderea largă în mase a ştiinţei şi culturii.

Trebuie menţionat că pe linia autoutilării s-au obţinut adesea realizării însemnate.

Este suficient să amintim, de exemplu, de lucrările efectuate la Institutul de fizică atomică al Academiei R. S. România, la Întreprinderea de raţionalizări şi modernizări în domeniul electroenergetic — IRME, la Institutul de metrologie şi altele, care au organizat şi desfăşurat — adesea cu un succes evident — producţia de aparate electronice necesare autoutilării.

A apărut însă foarte limpede, încă în urmă cu cîţiva ani, că necesarul de aparatură electronică profesională în ţara noastră nu mai poate fi asigurat pe bază de import şi nici prin acţiunile de autoutilare care s-au desfăşurat.

Ridicarea performanţelor acestei aparaturi la nivelul exigenţelor actuale, realizarea unei producţii ritmice capabile să asigure necesarul intern ca şi unele disponibilităţi pentru export, creşterea şi diversificarea producţiei de aparatură electronică care participă la dezvoltarea corespunzătoare a economiei naţionale impun organizarea unei producţii specializate în acest domeniu.

Pentru a răspunde acestor necesităţi s-au înfiinţat Fabrica de aparatură electronică de măsurare şi industrială — FEMI şi Institutul de cercetări electronice — ICE, care trebuie să asigure, pe cît posibil, pe bază de concepţie proprie, cea mai mare parte din aparatura electronică industrială şi profesională necesară diferitelor sectoare de activitate.

În articolul de faţă se vor arăta rezultatele obţinute în construcţia aparaturii electronice cu caracter profesional din ultimii doi-trei ani, precum şi perspective pentru anii următori.

Se vor avea în vedere numai realizările din cadrul unităţilor tutelate de Ministerul Industriei Construcţiilor de Maşini, limitîndu-ne la următoarele domenii : aparate electronice de măsurat mărimi electrice şi neelectrice, aparate electronice pentru medicină şi biologie, aparate electronice pentru procese tehnologice şi aparate de telecomunicaţii profesionale.

1. Aparate electronice destinate măsurării mărimilor electrice şi neelectrice

Sursa dublă de tensiune tip 2 SRT—401 realizată de ICE, omologată în cursul anului 1968, urmează a intra în producţie de serie la Fabrica de elemente pentru automatizare, începînd din anul 1969.

Aparatul se compune din două surse stabilizate, reglabile, similare, care pot funcţiona independente, serie sau paralel. Reglarea tensiunii se face decadic.

Dintre caracteristicile tehnice principale se menţionează : tensiune de ieşire pe fiecare sursă 0—40 V, precizia tensiunii de ieşire 2%, curentul de sarcină pe fiecare sursă 0—1 A, rezistenţa de ieşire mai mică decît 40 miliohmi.

Aparatul este prevăzut cu sisteme automate de protecţie, la scurtcircuit şi la suprasarcini de scurtă durată. Preţul estimat al aparatului este de 9 500 lei. Prin fabricarea în ţară a acestui aparat în perioada 1970—1975 se va obţine o reducere a cheltuielilor valutare în valoare de 1 800 000 lei valută.

Sursa simplă de tensiune tip SRT—404, realizată de ICE în fază de prototip şi omologată în 1968, prezintă caracteristici apropiate, cu deosebirea că poate asigura în sarcină un curent de la 0 la 4 A (fig. 1).

Preţul estimat de vînzare al aparatului este de 7 500 lei, iar reducerea de cheltuieli valutare se apreciază la suma de 720 000 lei valută.

Transistormetrul portabil este un aparat destinat măsurărilor curente de laborator şi depanărilor în ateliere.

Aparatul se află în stadiu de cercetare la ICE, urmînd să fie omologat în anul 1970.

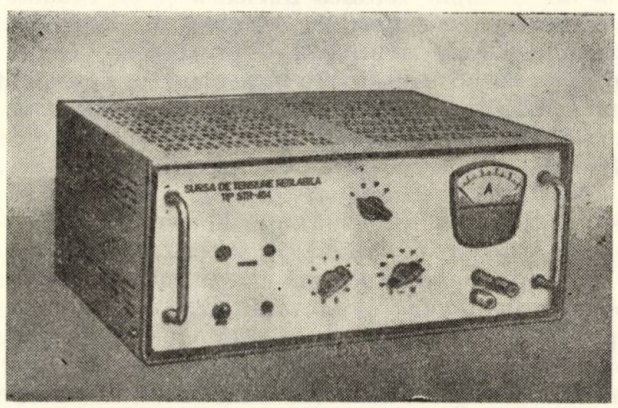


Fig. 1

Dintre caracteristicile tehnice mai importante se menţionează : domeniul de măsurare a factorului β de la 10 la 300 ; curentul rezidual I_{CBo} între 1 μA şi 100 μA, preciza de măsurare $\pm$ $\pm$ 10%.

Aparatul se alimentează de la reţeaua de curent alternativ de 220 V $\pm$ 10%.

Preţul estimat al aparatului este de 2 500 lei, iar reducerea cheltuielilor valutare pentru o perioadă de cinci ani de 480 000 lei valută.

Voltmetrul numeric VN 1—4/B a fost realizat la ICE în faza de prototip omologat în 1969 (fig. 2). Acest aparat, destinat dotării laboratoarelor, funcţionează pe principiul aproximaţiilor succesive, măsurînd tensiuni continue în gama 100 μV la 1 000 V cu o eroare de ± 0,2% din citire. Rezultatul măsurării este afişat luminos, cu patru cifre semnificative, virgulă, zecimală şi semnul polarităţii.

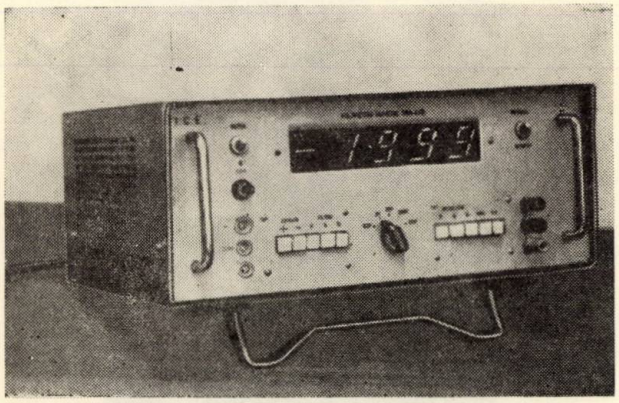


Fig. 2

Preţul estimat de vînzare a aparatului este de 22 500 lei, iar reducerea de cheltuieli valutare pentru o perioadă de cinci ani de 6 800 000 lei valută.

Voltmetrul electronic universal se află în stadiu de cercetare la ICE, urmînd a fi omologat în anul 1970.

Aparatul este destinat măsurării tensiunii şi rezistenţelor în lucrări curente de laborator şi în depanări.

Principalele caracteristici tehnice sînt următoarele : domeniul de măsurare a tensiunii continue de la 10 mV la 1 000 V, domeniul de măsurare a tensiunii alternative de la 50 mV la 300 V în gama de frecvenţă cuprinsă între 20 Hz şi 100 MHz, domeniul de măsurare a rezistenţelor de la 1 ohm la 500 Mohmi.

Preţul estimat ale aparatului este de 5 500 lei, iar reducerea cheltuielilor valutare pentru o perioadă de cinci ani este de 3 000 000 lei valută.

Osciloscopul universal, în curs de cercetare la ICE, urmează să fie omologat în 1970. Aparatul se utilizează în lucrări curente de laborator, în special în domeniul tehnicii impulsurilor.

Dintre caracteristicile principale se citează : diametrul tubului catodic 10 cm, sensibilitatea amplificatorului pe verticală 50 mV/cm cu o bandă de 0—6 MHz, sensibilitatea amplificatorului pe orizontală 1,5 V/cm cu o bandă de 350 kHz.

Modul de funcţionare este relaxat şi declanşat. Aparatul este prevăzut cu o linie de întîrziere, ceea ce permite observarea fronturilor rapide.

Preţul estimat al unui aparat este de 9 500 lei, apreciindu-se o reducere a cheltuielilor valutare pe cinci ani de circa 1 000 000 lei valută.

Osciloscopul de serviciu tip OS 1 este realizat la ICE în faza de prototip şi urmează a fi omologat în cursul anului 1969 (fig. 3). Aparatul este destinat dotării laboratoarelor şi atelierelor, fiind utilizat pentru vizualizarea semnelor electrice periodice şi neperiodice.

Sensibilitatea amplificatorului vertical este de 20 mV/cm într-o gamă de la 0 la 2 MHz.

Sensibilitatea amplificatorului orizontal este de 5 V/cm într-o gamă de la 0 la 1 MHz.

Preţul unui aparat se estimează la 5 000 lei, iar reducerea cheltuielilor valutare pe o perioadă de cinci ani se apreciază la 1 800 000 lei valută.

Numărătorul universal tip FN 1—6 a fost realizat la ICE în faza de prototip în cursul anului 1968 şi se omologheză în 1969 (fig. 4). Aparatul este destinat dotării laboratoarelor şi atelierelor fiind utilizat pentru măsurarea frecvenţelor, a perioadei, a raportului dintre două frecvenţe şi a intervalului de timp între două impulsuri, ca şi pentru numărarea impulsurilor.

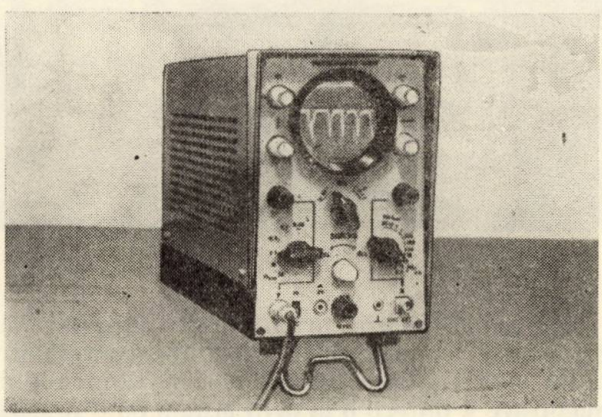


Fig. 3

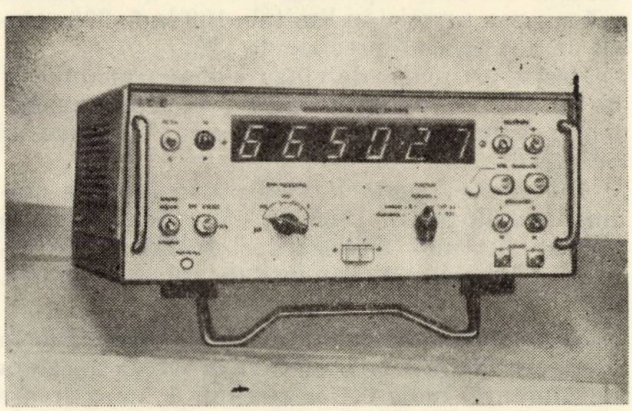


Fig. 4

Aparatul măsoară frecvenţa în gama 10 Hz la 1 MHz, perioada în gama unor oscilaţii de 10 Hz la 100 kHz şi intervalele de timp de 10 μs.

Preţul estimat al aparatului este de 28 500 lei şi reducerea de cheltuieli valutare pentru o perioadă de cinci ani este de 4 300 000 lei valută.

Numărătorul universal tip FN 10—7 este o variantă perfecţionată ce se află în cercetare la ICE, avînd prevăzută pentru anul 1969 faza de model experimental.

Domeniul de măsurare a frecvenţelor se măreşte în gama cuprinsă de la 10 Hz la 10 MHz, a perioadelor de la 10 Hz la 1 MHz, iar a intervalului dintre impulsuri se reduce la 1 μs.

Preţul estimat al aparatului va fi de 40 000 lei, iar reducerea de cheltuieli valutare pe cinci ani de 3 700 000 lei valută.

Torsiometrul electronic, realizat şi omologat în ICE, este un aparat destinat măsurării cuplului şi puterii debitate sau absorbite în regim staţionar sau ales variabil, de diferite maşini şi mecanisme (fig. 5).

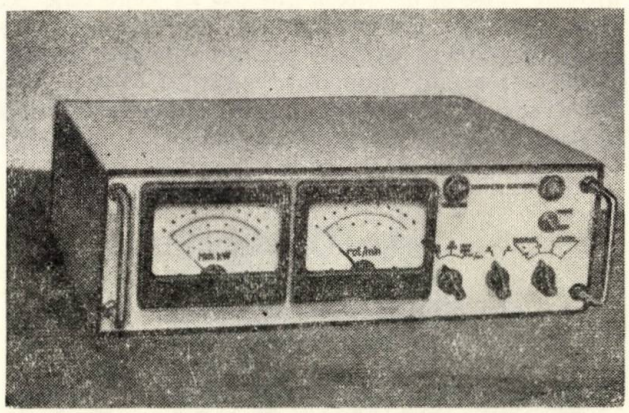


Fig. 5

Se menţionează următoarele caracteristici principale: domeniul de măsurare a cuplului 0 la 20 000 Nm cu o precizie de 1%, domeniul de măsurare a puterii 0 la 0,75 Mnom cu o precizie de 2,5% (Mnom este cuplul nominal al traductorului utilizat). Aparatul permite de asemenea măsurarea turaţiei în limitele 100 la 6 000 rotaţii pe minut, cu o precizie de 1%.

Preţul estimativ de vînzare al aparatului este de 30 000 lei, reprezentînd o reducere a cheltuielilor valutare pe un an de circa 550 000 lei valută.

Vibrometrul portabil, realizat în faza de prototip omologat în 1968 de către ICE, este un aparat destinat măsurărilor operative de vibraţii la maşini şi elemente de construcţie (fig. 6).

Aparatul măsoară amplitudinea vibraţiilor în domeniul de la 1 la 1 000 μm şi viteza acestora în domeniul de la 0,1 la 100 mm/s, cu o eroare de bază (traductor şi aparat) de 10%. Sensibilitatea traductorului este de 250 mV/cms^{-1} iar domeniul de frecvenţă este cuprins între 10 şi 1 000 Hz.

Preţul estimativ al aparatului este de 10 000 lei, iar reducerea cheltuielilor valutare obţinută

Fig. 6

prin producţia unui an este de 270 000 lei valută.

Tensometrul electronic este un aparat realizat de ICE în faza de model experimental în anul 1968 (fig. 7). El este destinat măsurării deformaţiilor şi eforturile unitare, statice şi dinamice în organe de maşini şi elemente de construcţii, precum şi a altor mărimi mecanice, cu traductoare avînd element sensibil tensometric.

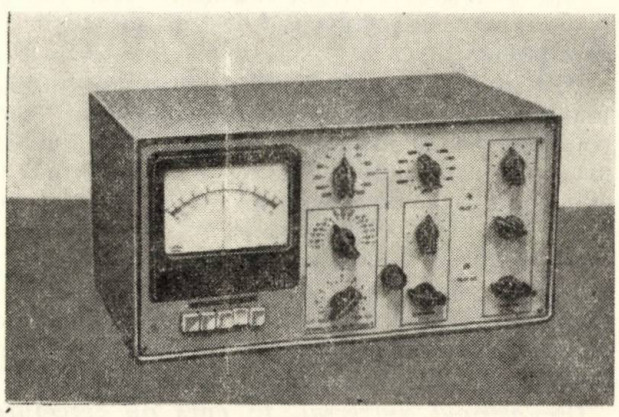


Fig. 7

Aparatul utilizează traductoare rezistive de 100 la 1 000 ohmi şi inductive, permiţînd măsurări dinamice în gama de frecvenţe cuprinsă între 0 şi 1 000 Hz.

Preţul estimativ al unui aparat este de 12 000 lei, fabricaţia de serie fiind prevăzută să înceapă în anul 1971.

Tensometrul cu şase canale, în curs de cercetare la ICE, este prevăzut să fie omologat în anul 1971. Aparatul — avînd aceleaşi caracteristici cu cel de mai sus — face posibilă efectuarea unor măsurări tensometrice dinamice simultan în mai multe puncte.

Preţul estimativ se apreciază a fi de 60 000 lei.

Aparatul electronic pentru controlul dimensional este în curs de cercetare la ICE, urmînd a fi realizat în 1969 în faza de model experimental. Aparatul se utilizează la controlul activ şi pasiv de mare precizie al pieselor în industria constructoare de maşini şi cabloc de măsurare pentru automate de control dimensional. Domeniul de măsurare, de la 0 la 2 000 μm, este împărţit în patru game: ± 10 μs; ± 20μm; ± 100 μm şi ± 200 μm.

Aparatul este prevăzut să funcţioneze cu unul sau două traductoare ($A \pm B$), cu semnalizare şi comandă electrică la atingerea unor cote prestabilite.

Producţia de serie urmează să înceapă în anul 1972.

2. Aparatura electronică medicală

Aparatul pentru electroşoc „Neurocon" tip SS-2 a fost realizat de ICE şi omologat în anul 1968 (fig. 8). Aparatul se foloseşte în terapia psihiatrică pentru tratarea bolnavilor depresivi, maniaco-depresivi şi în cercetări de neurofiziologie, bazîndu-se pe principiul aplicării transcerebrale — cu doi electrozi pe tîmplă — a unor impulsuri electrice.

Durata unui impuls este de 5 ms, perioada de repetiţie a impulsurilor de 20 ms, perioada de repetiţie a unor grupe de cîte patru impulsuri de 160 ms. Mărimea curentului este reglabilă în nouă trepte: pentru succesiune continuă de impulsuri între 38 şi 176 mA, iar pentru grupuri

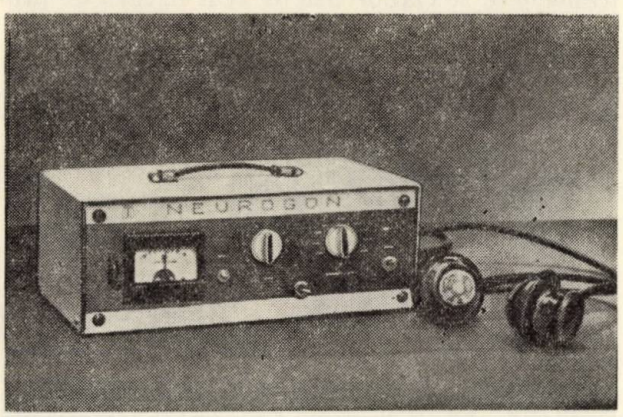


Fig. 8

de impulsuri între 19 şi 88 mA. Se poate regla timpul de tratament în limitele 0,6 la 10 s printr-un comutator cu 14 poziţii.

Fabricaţia de serie urmează să înceapă în anul 1970, preţul unui aparat estimîndu-se la 10 000 lei, reducerea cheltuielilor valutare pe cinci ani fiind de 1 500 000 lei valută.

Reograful cu două canale tip Revatest R-2-C (fig. 9), realizat de ICE în fază de prototip şi omologat în 1968, este destinat diagnosticării

Fig. 9

modificărilor circulatorii periferice şi în unele organe interne. Funcţionarea aparatului se bazează pe principiul modificării impedanţei ţesuturilor în funcţie de circulaţia sangvină.

Aparatul măsoară variaţii de impedanţă între 0,01 ohm şi 1 ohm, avînd o sensibilitate a elementelor traductoare mai mare decît 10 mV/1 ohm.

Aparatul este portabil, fiind prevăzut cu alimentare independentă de la o baterie de acumulatoare CdNi de 12 V.

Înregistrarea informaţiei se poate face cu ajutorul electrocardiografului sau encefalografului cu intrare bipolară, separat pentru fiecare canal.

Aparatul pentru diatermie cu unde ultrascurte se realizează în faza de prototip de către ICE în cursul anului 1969. Fiind prevăzut cu electrozi pentru diverse tratamente, aparatul urmează a se folosi pentru terapia cu curenţi de înaltă frecvenţă aplicată, îndeosebi în afecţiuni reumatice şi endocrine.

Puterea de ieşire, de maximum 400 W, este reglabilă în 10 trepte. Frecvenţa oscilaţiilor este de 27 MHz ± 0,6%. Aparatul este prevăzut cu un dispozitiv de reglaj automat şi manual al puterii în sarcină. Este prevăzut cu un ceas pentru predeterminarea timpului de tratament.

Puterea de înaltă frecvenţă absolută în circuitul de pacient va fi măsurată cu un wattmetru.

Producţia de serie va începe în anul 1971.

Preţul estimativ al unui aparat este de 20 000 lei, reducerea de cheltuieli valutare pentru cinci ani fiind de 1 250 000 lei valută.

Numărătorul automat de globule este în curs de realizare la ICE 1969, fiind prevăzută faza de prototip. Aparatul se foloseşte pentru numărarea automată a globulelor de sînge la executarea în serie a analizelor de laborator. El mai

poate fi folosit la urmărirea operativă a efectelor tratamentelor prescrise într-o serie de maladii.

Se citează următoarele caracteristici şi performanţe : timpul de numărare pentru eritrocite şi leucocite este de maximum 45 s ; cantitatea de sînge necesară pentru numărarea eritrocitelor şi leucocitelor este de 20 mm³. Rezultatele se obţin direct numeric, dispozitivul indicator putînd afişa patru cifre semnificative.

Preţul de cost al aparatului este estimat la 25 000 lei.

Reducerea de cheltuieli valutare pentru o perioadă de cinci ani este de 2 600 000 lei valută.

Tot în secţia de aparatură medicală a ICE se află în curs de cercetare — în stadii mai puţin avansate — o serie de generatoare de mică putere, cum sînt : aparatul pentru agenţi fizici utilizat în chirurgia dentară ; aparatul pentru curenţi diadinamici utilizat în terapia afecţiunilor aparatului locomotor ; aparatul pentru electrochirurgie utilizat la intervenţii chirurgicale, cauterizare, electrocoagulare şi entoscopie, şi aparatul pentru mica electrochirurgie utilizat în intervenţii chirurgicale uşoare.

3. Aparatură electronică pentru procese tehnologice şi aparatură electronică nestandardizată

Releul transistorizat de protecţie a reţelelor miniere la defect de izolaţie în varianta normală ca şi în varianta antigrizutoasă a fost realizat de către ICE în cursul anului 1968, în faza de prototip omologat.

Aparatele sînt folosite pentru protecţia reţelelor trifazate cu neutrul izolat de 380 V (500 V) la exploatări miniere, petrol etc. Aparatul declanşează reţeaua la un curent de defect monofazat de 30 mA, ca şi la o degradare uniformă a izolaţiei de 6 kohmi.

Preţul estimat este de 6 500 lei, fiind prevăzută o producţie pe următorii doi ani de circa 80 de aparate, ceea ce duce la o reducere a cheltuielilor valutare de aproximativ 200 000 lei valută.

Generatorul de înaltă frecvenţă capacitiv tip GIF-50-12,56 A, realizat de ICE în faza de prototip, omologat în anul 1968, este folosit pentru uscarea forţată a cleiului sintetic în fabricile de mobilă (fig. 10).

Frecvenţa de lucru este de 13,56 MHz, iar puterea utilă de înaltă frecvenţă în sarcină de 5 kW.

Preţul estimat este de 100 000 lei pentru următorii ani, fiind prevăzută o producţie de 24 de bucăţi la uzinele Electronica reprezentînd economii valutare de peste 400 000 lei valută.

Generatorul de ultrasunete (fig. 11) pentru instalaţia de curăţare, folosită în industria de semiconductoare, s-a realizat în faza de model experimental de către ICE în cursul anului 1968. Aparatul se utilizează la spălarea plăcuţelor de germaniu şi siliciu în industria de semiconductoare. El lucrează pe frecvenţa de 21 kHz, aplicînd traductorului de tip magnetostrictiv o putere de 120 W. Preţul estimat al unui aparat este de 10 000 lei.

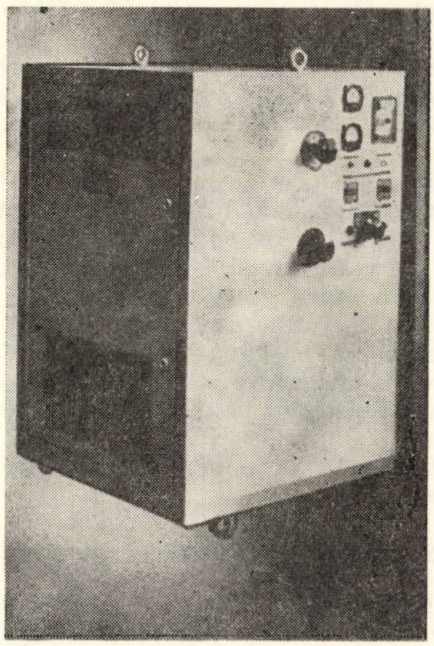


Fig. 10

Generatorul de înaltă frecvenţă capacitiv tip GIF-1,5 c 27,12 MHz se construieşte de către ICE în faza de prototip în 1969. Aparatul lucrînd pe frecvenţa de 27,12 MHz, debitează în sarcină o putere de 4 kW, fiind utilizat la preîncălzirea pastilelor din praf de bachelită şi la sudarea pieselor din PVC.

Preţul unui aparat se estimează la 30 000 lei.

Generatorul static cu tiristoare pentru procese tehnologice se elaborează de ICE în faza de prototip în cursul anului 1970. Generînd oscilaţii în gama de frecvenţă de la 1 200 la 2 400 Hz şi debitînd o putere de 100 kW, aparatul urmează a fi folosit pentru încălzirea prin inducţie

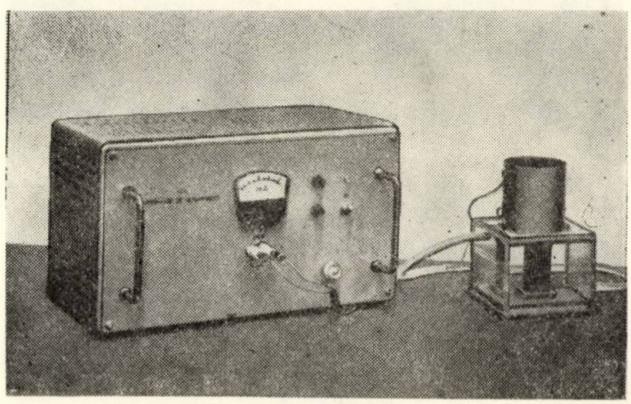


Fig. 11

a pieselor din metale pentru forjare, călire, topire etc.

Dispozitivul de automatizare pentru baterii de condensatoare derivaţie este un aparat realizat de Institutul de cercetări şi proiectări pentru industria electrotehnică — ICPE — şi are la bază soluţii moderne şi originale în curs de brevetare ca invenţii.

Aparatul, realizat într-o variantă modulară folosind sistemul de comutaţie statică tip UNILOG şi într-o variantă nemodulară, este destinat reglării puterii reactive debitate de baterii de condensatoare cu o precizie nominală de 7% şi cu limitarea şocurilor de putere şi tensiune la ieşire, de circa 30% şi, respectiv, 3%.

Aparatul funcţionează pe principiul sistemelor automate neliniare, în trepte, de tip eşantionat, creînd posibilitatea prestabilirii perioadei de eşantionare între 1 şi 10 min la un timp activ de semnal de 1—10 s.

Aparatul funcţionează normal în gama de temperatură cuprinsă între 0 şi 40°C, fiind deci indicat pentru utilizării în încăperi.

Preţul de cost al echipamentului realizat cu materiale din ţară este comparabil cu al produselor similare din străinătate.

Un dispozitiv de acest fel se află în funcţiune la Uzina „23 August", asigurînd exploatarea unei baterii de condensatoare de medie tensiune de 5,4 MWr/6 kV.

Dispozitivul de sincronizare numerică pentru instalaţia de impuls de 1,2 MV, realizată de ICPE pentru Institutul de energetică al Academiei R. S. România, permite declanşarea unui impuls de înaltă tensiune în interiorul unei anumite perioade selectate. În acest scop se foloseşte un numărător cu preselecţie comandat de frecvenţa reţelei, iar preselectarea numărului de grade se face cu un numărător cu preselecţie comandat de un generator cu frecvenţa de 18 kHz (360 × 50 Hz). Dispozitivul constă deci în principiu dintr-o cascadă de două numărătoare cu preselecţie : numărătorul de perioade şi numărătorul de grade.

Un dispozitiv de calibrare asigură numărarea ciclică a numărului de grade electrice din intervalul unei perioade şi permite ajustarea frecvenţei generatorului de 18 kHz, astfel încît numărul de grade din intervalul unei perioade să fie de 360.

Întrucît dispozitivul deserveşte o instalaţie de impuls complexă, utilizată în cercetare, soluţia sincronizării numerice se impune pentru precizia sa ridicată.

Măsurătorul pentru descărcări parţiale tip DP-3 este un aparat elaborat în anul 1968 de ICPE, destinat unor măsurări complexe asupra descărcărilor parţiale în izolaţia aparatelor electrice.

Aparatul oferă posibilitatea măsurării atît în bandă îngustă de 9 kHz, cît şi a vizualizării impulsurilor pe o ciclogramă de 50 Hz. Marcherele şi lupta de timp a oscilatorului permit măsurări detaliate asupra poziţie impulsurilor.

Aparatul mai dispune de un sistem de control audio şi o ieşire de joasă frecvenţă pentru numărător sau alt tip de aparat înregistrator. Este prevăzut de asemenea un generator sinusoidal pentru calibrare.

4. Aparatură pentru telecomunicaţii profesionale

Sistemele de curenţi purtători cu o cale, elaborate de uzinele Electromagnetica, sînt destinate măririi capacităţii de trafic prin adăugarea unei căi telefonice cu banda de frecvenţă de 300—2 700 Hz.

Dintre caracteristicile tehnice principale se menţionează : tensiunea de alimentare 24 V curent continuu sau 110—220 V curent alternativ de 50 Hz ; consumul unui terminal este 160 mA la 24 V ; tensiunea de apel 75 V cu o frecvenţă de 16 Hz sau 50 V cu o frecvenţă de 50 Hz ; banda de frecvenţă este 3 300 — 5 700 Hz într-un sens şi 6 300—8 700 în sens opus ; apelul se face în banda vocală pe 2 280 Hz.

Preţul de desfacere a unui aparat este de 35 000 lei.

Ramele terminale tip ST-3 echipate cu două sisteme de curenţi purtători cu trei căi, realizate de uzinele Electromagnetica, sînt destinate măririi capacităţii de trafic a circuitelor aeriene prin adăugarea a trei căi telefonice în banda de 4 la 32 kHz. Principalele caracteristici sînt : tensiunea de alimentare 24 V curent continuu sau 110—220 V curent alternativ şi un consum de 1,35 A în curent continuu ; banda de frecvenţă este de 4 la 16 kHz într-un sens şi 18—32 kHz în sens opus ; apelul se face în banda vocală pe 2 280 Hz.

Preţul de desfacere al unui sistem este de 173 000 lei.

Ramele terminale tip ST-24 echipate cu un sistem de curenţi purtători cu 24 căi, realizat de uzinele Electromagnetica, sînt aparate transistorizate destinate măririi capacităţii de trafic a cablelor simetrice prin adăugarea a 24 căi telefonice în banda 12—108 kHz.

Principalele caracteristici tehnice sînt : tensiunea de alimentare 24 V curent continuu ; tensiunea de apel 75 V la o frecvenţă de 16 Hz sau 50 V la o frecvenţă de 50 Hz ; consumul unei rame 1,6 A fără termostat şi 2,1 A cu termostat la cuarţul de 4 kHz ; apelul se face pe frecvenţa de 2 280 Hz.

Preţul de desfacere a unui sistem este de 980 000 lei.

Rama echipată cu repetoare vocale transistorizate tip RVT-2, realizată de uzinele Electromagnetica, este destinată amplificării transmi-

siilor de frecvenţă vocală pe linii lungi în montaje pe două sau patru fire. Principalele caracteristici tehnice: tensiunea de alimentare 24 V curent continuu cu un consum total maxim de 4 A; banda de frecvenţă este de 300 Hz la 2 400 Hz.

Preţul de desfacere este de 275 000 lei.

★

Am urmărit ca prin datele prezentate în acest articol să înfăţişăm procesul de dezvoltare a industriei electronice profesionale în ţara noastră. Aşa cum s-a arătat în partea introductivă, ne-am rezumat numai la realizările din institute şi întreprinderi tutelate de M. I. C. M.

Este de menţionat că Institutul de cercetări electronice — deşi nu a împlinit încă vîrsta de trei ani — a reuşit să elaboreze cîteva prototipuri de aparate electronice care urmează să fie asimilate în producţia de serie şi pregăteşte alte prototipuri ce urmează a fi omologate în cursul acestui an. Aceste succese se datoresc muncii competente şi entuziaste a unui colectiv tînăr care ne îndreptăţeşte să privim cu încredere spre viitor.

În Institutul de cercetări electronice există preocupări pentru a diversifica şi moderniza prototipurile elaborate.

În domeniul aparatelor numerice se urmăreşte creşterea frecvenţei de numărare, mărirea impedanţei de intrare şi a factorului de rejecţie la voltmetre prin adaptarea unor convertoare integratoare.

În domeniul osciloscoapelor se urmăreşte creşterea benzii de frecvenţă şi elaborarea unor modele echipate cu transistoare.

În institut există preocupări de elaborare a unor aparate de măsură de tip analogic, generatoare de semnale şi punţi de măsură.

În domeniul aparatelor de măsură a mărimilor neelectrice se lucrează, în colaborare cu ICTCM, la un aparat electronic pentru controlul dimensional cu traductoare inductive diferenţiale, urmărindu-se obţinerea unei sensibilităţi de 0,5 μm. Acest aparat va avea utilizări multiple în controlul activ şi pasiv în industrie, în laboratoare metrologice, la realizarea unor automate de sortare dimensională, precum şi la echiparea maşinilor-unelte de precizie.

În domeniul aparaturii radio profesionale s-au iniţiat cercetări pentru modernizarea radiotelefoanelor cu modulaţie de frecvenţă ce se vor fabrica în acest an la FEMI după licenţa SRA. Totodată se desfăşoară cercetări pentru a realiza prototipurile unei serii de radiotelefoane cu bandă laterală unică.

Se studiază de asemenea posibilitatea utilizării circuitelor integrate în construcţia diferitelor aparate din profilul de activitate al ICE.

La uzinele Electromagnetica se desfăşoară cercetări pentru realizarea de noi echipamente de telecomunicaţii, dintre care se menţionează: sisteme de curenţi purtători de 60 căi, echipamente de linie pentru 300 căi, sisteme telegrafice de 24 căi, sisteme de curenţi purtători de 300 căi.

Articolul de faţă a fost întocmit cu concursul şefilor de secţii şi laboratoare din ICE: ing. *Ion Alexiu*, ing. *N. Sotirescu*, ing. *Emil Pasere*, ing. *Iosif Iakab*, precum şi în baza informărilor transimise de ICPE şi uzinele Electromagnetica, cărora autorul le exprimă mulţumiri deosebite.

Ing. L. ŞANDRA
Director al Întreprinderii piese radio şi semiconductoare – Băneasa

Componentele electronice, bază materială a industriei moderne

La cea de a 25-a aniversare a eliberării patriei, sectorul electronic din cadrul industriei constructoare de maşini prezintă printre altele şi un compartiment al producţiei de componente electronice.

Hotărîrile Congresului al IX-lea al P.C.R. şi ale Conferinţei Naţionale a P.C.R. au determinat o adevărată cotitură privind dezvoltarea în acest domeniu.

Sarcinile de mecanizare şi automatizare impun crearea unei puternice industrii electronice, iar pentru aceasta este absolut necesară dezvoltarea producţiei de piese radio şi dispozitive semiconductoare. Fără o bază proprie de materii prime şi materiale specifice şi mai ales de componente, industria electronică nu se poate dezvolta independent, şi, după cum este bineştiut, în contextul actual al dezvoltării generale electronica deţine un rol hotărîtor.

De aceea, politica înţeleaptă şi profund ştiinţifică a P.C.R. şi a statului român a orientat sectorul electronic al industriei constructoare de maşini spre o dezvoltare puternică şi rapidă a producţiei de componente.

Reprezentativă în domeniu este Întreprinderea de piese radio şi semiconductoare — Băneasa şi în cele ce urmează se va trata despre producţia acesteia.

Ca urmare a politicii partidului şi statului, în perioada 1966—1975 au fost alocate fonduri de peste o jumătate de miliard pentru producţia de componente electronice. În actualul cincinal, Întreprinderea de piese radio şi semiconductoare — Băneasa îşi va dubla valoarea fondurilor fixe. Suprafaţa productivă construită va fi în 1970 cu circa 80% mai mare decît cea existentă în anul 1965. Creşterea rapidă a parcului de utilaje specifice şi modernizarea acestora s-au făcut atît prin importuri complexe, cît şi prin eforturi proprii de autoutilare.

Investiţia şi efortul valutar, cum şi măsurile pentru o mai bună organizare a producţiei şi a muncii, îşi găsesc justificarea în creşterea rapidă a producţiei şi a productivităţii muncii, în reducerea preţului de cost şi sporirea continuă a rentabilităţii întreprinderii în asigurarea din producţia proprie a aproape întregului necesar de componente electronice.

În graficul prezentat în figura 1 se vede că, în actualul cincinal, valoarea producţiei globale a întreprinderii creşte faţă de anul 1965 aproape de 4,5 ori, iar productivitatea muncii creşte de 2,3 ori.

Cea mai mare parte din sporul de producţie a fost obţinută în această perioadă pe seama creşterii productivităţii muncii.

O latură importantă în profilul întreprinderii îl constituie fabricaţia componentelor pasive, asupra cărora se vor face unele observaţii în continuare.

Rezistoarele cu peliculă de carbon, care echipează aproape în totalitate aparatele de radio

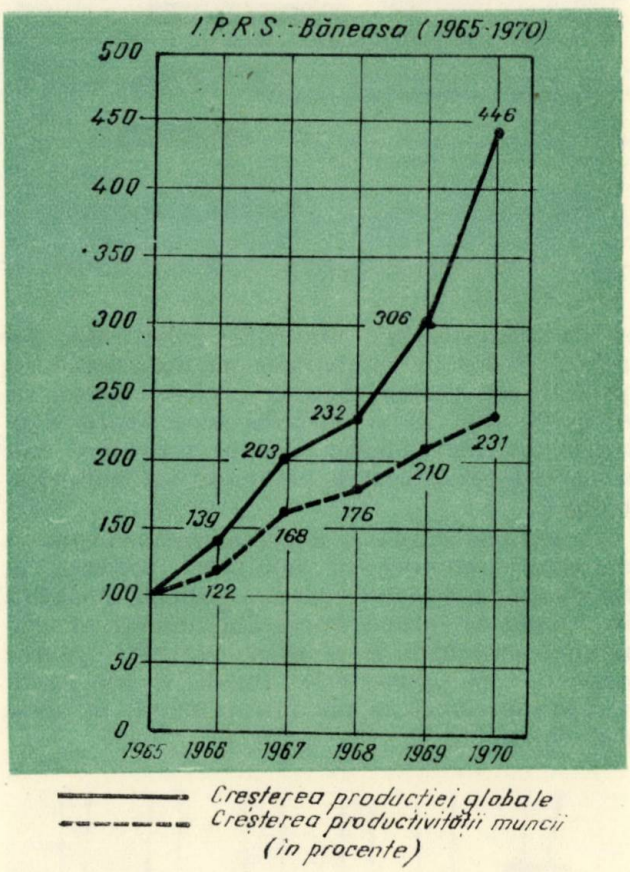


Fig. 1

şi televizoarele fabricate în ţară, sînt bine cunoscute celor care lucrează în acest domeniu. Miniaturizarea, zgomotul de fond redus, înaltă stabilitate într-o gamă largă de temperaturi, sînt principalele caracteristici ale acestui produs. Execuţia în patru trepte de puteri (0,25; 0,5; 1 şi 2W) şi o foarte largă gamă de valori, corespunzătoare seriilor tipizate E'—12 şi E—24, le asigură o largă utilizare în diferite aplicaţii.

Începînd cu prima jumătate a anului curent, întreprinderea va fabrica un nou tip de rezistor cu peliculă de carbon la o putere disipată de 0,25 W, sub denumirea de catalog RCO 1025. Aceste rezistoare prezintă o bună

stabilitate a caracteristicilor electrice în regimuri de încercare severe.

Tot cu începere din anul 1969, întreprinderea fabrică rezistoare bobinate de 3, 5, 7 şi 9 W miniaturizate, izolate, avînd o înaltă stabilitate într-o gamă largă de temperaturi, precum

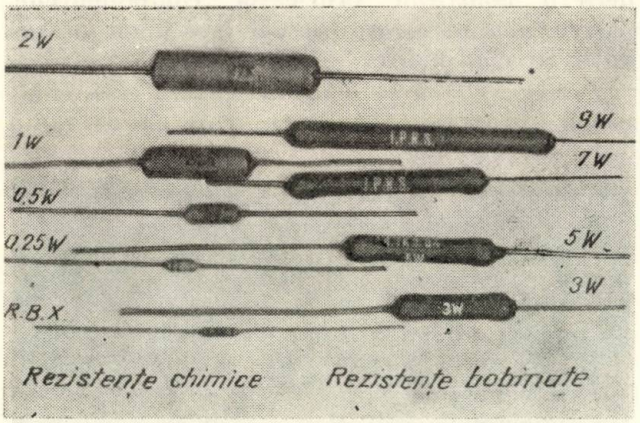


Fig. 2

şi la suprasarcini. Datorită gabaritului lor relativ redus în comparaţie cu rezistoarele cu peliculă de carbon pentru aceleaşi puteri de disipaţie (fig. 2) şi datorită unei înalte siguranţe în funcţionare, aceste rezistoare vor avea o largă utilizare în aparatura radioelectronică.

Profesionalizarea şi lărgirea sortimentului la rezistoare chimice şi bobinate, punerea în fabricaţie a rezistoarelor cu peliculă metalică în scopul asigurării întregului necesar al economiei naţionale şi a unor cantităţi pentru export sînt obiectivele imediate ale activităţii de cercetare ale întreprinderii în acest domeniu.

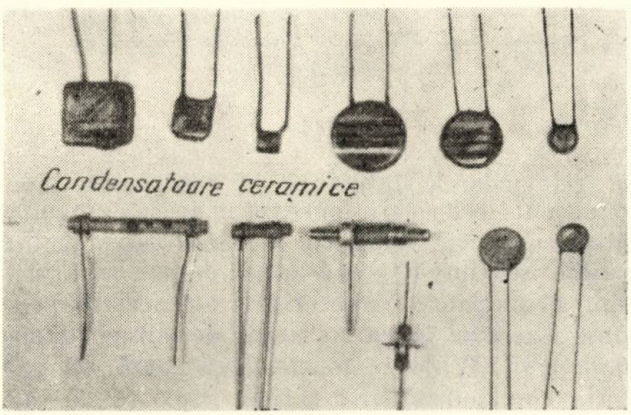


Fig. 3

Termistoarele, rezistoare cu un puternic coeficient negativ de temperatură al rezistenţei, sînt fabricate în întreprindere în cantităţi şi cu caracteristici diferite, atît pentru asigurarea necesarului intern, cît şi prin export. Termistoarele, preparate din oxizi ai elementelor de tranziţie (Cr, Mn, Co, Fe, Ni), care prezintă rezistivităţi ridicate în stare pură, dar care pot fi transformate în semiconductoare prin adăugarea unor materiale străine pentru impurificare, au fost realizate şi puse în fabricaţie pe baza activităţii de cercetare desfăşurată în întreprindere.

Condensatoaele, care au o mare pondere în producţia de componente pasive a fabricii, se realizează într-o mare varietate de tipuri şi valori.

Condensatoarele ceramice (fig. 3), miniaturizate, fabricate într-o gamă largă de tipodimensiuni, au cele mai variate utilizări în funcţie de caracteristicele materialelor din care sînt executate.

Condensatoarele ceramice disc, plachetă şi tubulare, datorită pierderilor dielectrice mici pe care le prezintă, precum şi a unei bune stabilităţi a capacităţii în timp, au largi aplicaţii în montaje de înaltă frecvenţă.

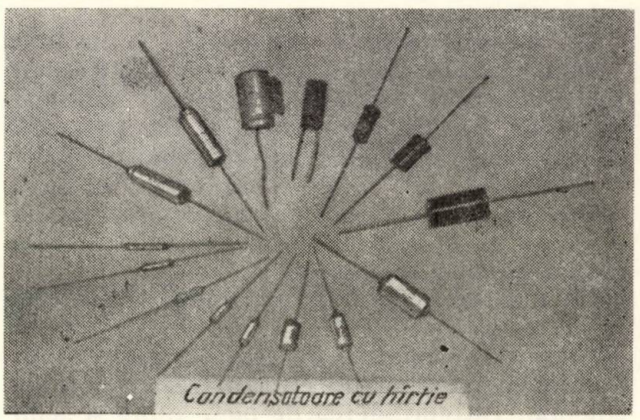


Fig. 4

Condensatoarele cu hîrtie şi hîrtie metalizată (fig. 4), fabricate de întreprindere în cantităţi mari pentru cele mai diferite utilizări (aparatură de radio şi televiziune în industrie, pentru corpuri de iluminat, pentru autovehicule etc.) au fost considerabil îmbunătăţite prin examenul sistematic al elementelor constitutive, prin încercările la care sînt supuse, precum şi printr-un control intensiv al producţiei curente.

Condensatoarele styroflex fac parte din categoria condensatoarelor cu pelicule sintetice subţiri. Se menţionează că aceste tipuri de condensatoare, executate cu folie de polistiren, au proprietăţi electrice superioare, putînd fi utilizate pînă la frecvenţe ridicate.

Datorită valorilor diversificate de capacităţi şi tensiuni, precum şi prin variante de construcţie normală şi ermetizată, aceste condensatoare se folosesc în circuite care reclamă miniaturizare şi mare stabilitate.

Condensatoarele electrolitice (fig. 5) se fabrică în două variante: normale şi miniaturizate, avînd performanţe din cele mai bune, comparativ cu cele fabricate în alte ţări.

Începînd cu anul 1969, în cadrul activităţii de dezvoltare, se pune la punct o tehnologie nouă de realizare a acestor condensatoare, care asigură performanţe îmbunătăţite şi gabarit redus printr-o metodă nouă de preparare a foliei de aluminiu.

Condensatoarele cu poliester metalizat (fig. 6) reprezintă de asemenea un produs nou al întreprinderii, care se va livra începînd cu trimestrul IV/1969. Aceste condensatoare, destinate utilizării în curent continuu, avînd capacităţi electrice cuprinse în seriile tipizate E_6 şi E_{24}, sînt de două forme constructive: tubulare cu terminale axiale şi paralelipipedice cu terminale paralele pentru implantare verticală. Datorită dimensiunilor reduse, aceste condensatoare sînt foarte indicate pentru aparatura radioelectronică miniaturizată.

Proprietăţile dielectrice excelente ale peliculei de poliester, împreună cu calităţile izolante şi mecanice ale materialului de mulare, le asigură performanţe electrice remarcabile.

O altă latură a activităţii întreprinderii, o constituie fabricaţia *dispozitivelor semiconductoare*. Experienţa, preocupările pentru perfecţionarea tehnologiei de fabricaţie, pentru perfecţionarea utilajelor şi aparaturii de măsură şi control, cum şi exigenţa în folosirea unor materii prime şi materiale de calitate superioară, fac ca fabricaţia dispozitivelor semiconductoare cu germaniu să asigure producţia unor componente competitive din punctul de vedere al performanţelor electrice şi al siguranţei în funcţionare.

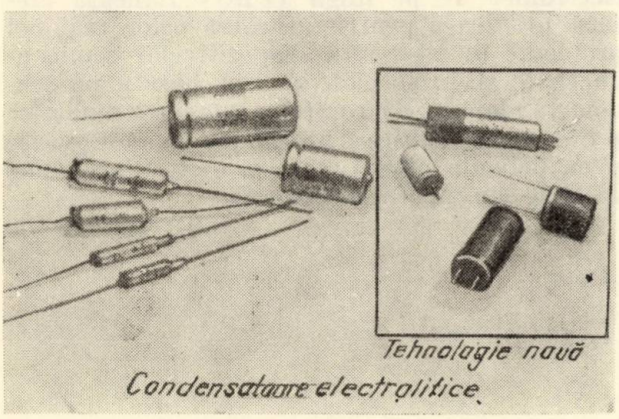


Fig. 5

Diodele cu germaniu cu contacte punctiforme EFD 103—115 au o largă utilizare în aparatura radioelectronică sau de calcul. Datorită performanţelor superioare ale acestor diode, obţinute printr-o tehnologie îmbunătăţită, o mare parte din cantităţile fabricate sînt destinate exportului.

În condiţii de lucru deosebit de îngrijite se fabrică şi diode destinate aplicaţiilor profesionale.

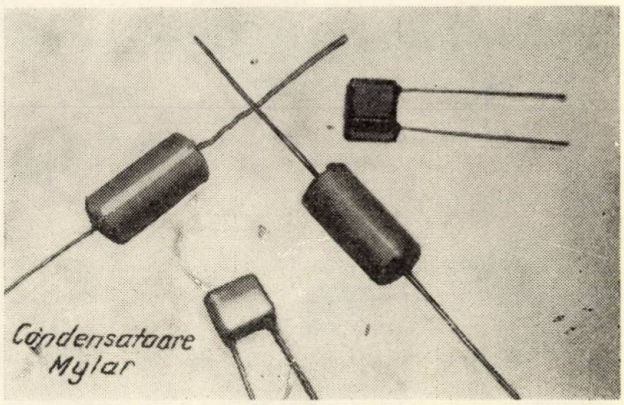


Fig. 6

Transistoarele drift (fig. 7) EFT 317, 319 şi 320 cu $f_T = 30$ MHz, capacitate de ieşire sub 3 pF şi rezistenţă de ieşire peste 1 MΩ, precum şi *transistoarele de joasă frecvenţă şi mică putere* din seriile EFT 323 şi EFT 353, sînt foarte cunoscute şi au largi aplicaţii în aparatura de radio şi în alte scheme, cu funcţiuni dintre cele mai variate.

Aceste tipuri de transistoare cu germaniu, cum şi transistoarele de înaltă frecvenţă EFT 306—308, sortate după anumiţi parametri, sînt utilizate în aplicaţii profesionale, inclusiv în calculatoarele electronice.

Transistoarele de putere EFT 212—250, cu putere disipată pînă la 45 W pe radiator infinit, şi transistoarele de medie putere AD 155 şi AD 152, cu puteri disipate pînă la 6 W pe radiator infinit, întregesc nomenclatorul tipurilor de dispozitive semiconductoare cu germaniu, care se fabrică în producţie de masă la IPRS—Băneasa.

Profesionalizarea acestor dispozitive şi obţinerea unor randamente mari sînt preocupările de bază ale întreprinderii în această perioadă. De altfel, în prezent, ca urmare a eforturilor proprii de cercetare se pun în fabricaţie transistoare de JF cu tensiuni sporite, de pînă la 45 V tensiune de colector. Se lucrează pentru asimilarea transistorului drift de 100 MHz, şi urmează să se pună în fabricaţie în scurt timp transistorului de putere de 10 W.

Fotodiodele, dispozitive semiconductoare cu germaniu sensibile la semnale luminoase, sînt produse fabricate de IPRS—Băneasa, prin asimilare proprie. Ele au o largă utilizare în circuite pentru automatizare.

O preocupare majoră a întreprinderii este desfăşurarea unei activităţi de cercetare proprie în domeniul asimilării tehnologiilor de

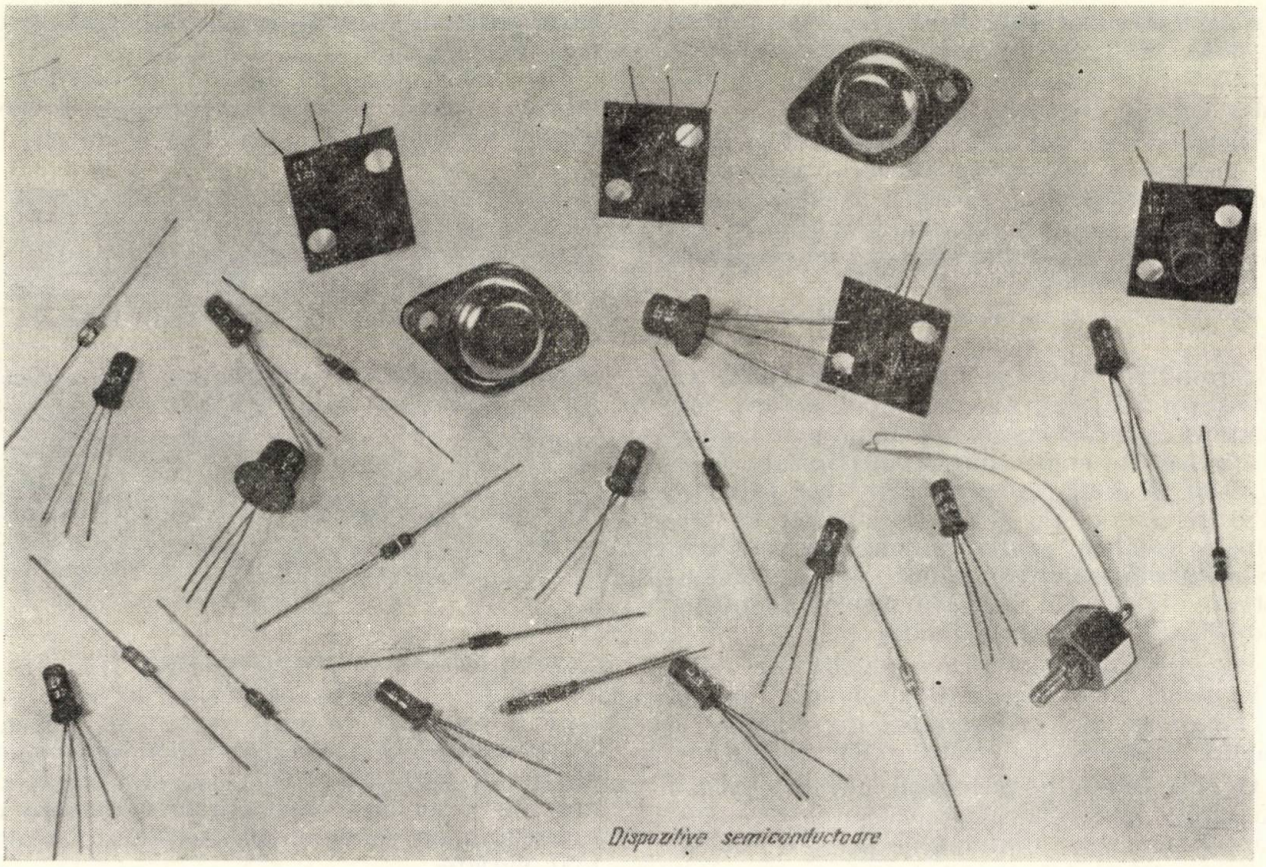


Fig. 7

fabricaţie a dispozitivelor semiconductoare pe bază de siliciu.

Legat de acest fapt se menţionează fabricarea în prezent a diodelor redresoare de mare şi mică putere cu siliciu.

La sfîrşitul anului în curs şi începutul anului următor se vor pune în fabricaţie diode redresoare de putere de 350 A, 1 200 V pentru locomotivele electrice, diode de putere de 60 A, 1 000 V, diode auto şi diode de mică putere de 0,72 A, 800 V pentru radio şi televiziune.

De asemenea există preocupări interne pentru asimilarea transistoarelor planare epitaxiale cu siliciu necesare pentru radio şi televiziune (amplificatoare UHF, VHF; amplificatoare de frecvenţă intermediară pentru televiziune; amplificatoare de joasă frecvenţă pentru circuite de comutaţie) şi pentru asimilarea tiristoarelor cu siliciu de mică şi mare putere.

Înfiinţarea la începutul acestui an a Centrului de cercetare şi proiectare pentru componente electronice de pe lîngă IPRS — Băneasa creează premisele pentru atacarea celor mai noi probleme în fabricaţia dispozitivelor semiconductoare şi, în special, a celor bazate pe tehnologia planară, a circuitelor integrate numerice şi liniare, monolitice şi hibride, cu pelicule groase şi cu pelicule subţiri, cum şi a altor probleme speciale de microelectronică.

Ing. M. SÎRBU
Director al Institutului de proiectări automatizări (IPA)

Ing. L. BEGHEGEANU
Inginer şef sector proiectare (IPA)

Ing. G. WEINRICH
Şef secţie cercetare (IPA)

Aplicaţiile automaticii în procesele industriale

De la primele utilaje şi linii tehnologice automatizate şi pînă la conducerea unor mari complexe industriale cu ajutorul calculatoarelor electronice au trecut de-abia 30—40 de ani, care reprezintă istoria dezvoltării explozive a introducerii automatizării în sfera producţiei de bunuri materiale. În prezent automatizarea intervine, sub o formă sau alta, practic în toate ramurile activităţii productive, preluînd treptat o serie din sarcinile şi activităţile personalului productiv şi auxiliar, a celui de concepţie şi chiar de conducere.

În toate ţările avansate se dă o importanţă deosebită automatizării proceselor de producţie. Ritmuri accelerate de introducere a automatizării în aceste ţări au fost posibile numai datorită atenţiei care s-a dat formării unor importante centre de concepţie a echipamentelor şi sistemelor de automatizare pentru studiul proceselor tehnologice care urmează să se automatizeze, dezvoltării unei industrii producătoare de elemente de automatizare, precum şi pregătirii unui personal competent pentru punerea în funcţiune şi exploatare a instalaţiilor automatizate.

În ţara noastră, politica consecventă de industrializare dusă după eliberare s-a concretizat prin ritmuri susţinute şi deosebit de înalte obţinute în ultimii 25 de ani în creşterea volumului producţiei industriale. Acest lucru a necesitat o creştere continuă a productivităţii muncii, prin introducerea celor mai noi procedee tehnologice, prin mecanizarea şi automatizarea proceselor de producţie.

Acţiunea de introducere a automatizării în principalele ramuri ale economiei naţionale, în special în industria chimică, petrolieră, siderurgică, energetică, s-a efectuat, pentru o mare parte a investiţiilor noi, prin importuri, complexe, mergîndu-se pe linia impunerii de aparatură modernă şi, în măsura posibilităţilor, cu sisteme unificate. La o serie de obiective importante s-au introdus calculatoare electronice pentru conducerea proceselor tehnologice.

Extinderea automatizării în toate ramurile economiei naţionale, necesitatea reducerii continue a importurilor şi unificarea soluţiilor adoptate au impus dezvoltarea concepţiei proprii de echipamente şi sisteme de automatizare, organizarea în ţară a fabricaţiei elementelor şi instalaţiilor de automatizare. A luat fiinţă un institut central, specializat în automatizări — Institutul de proiectări automatizări (IPA), cu caracter complex de cercetare, proiectare, execuţii fizice şi puneri în funcţiune de echipamente şi instalaţii de automatizare. Institutul a funcţionat în cadrul Grupului de uzine de automatizări, iar în prezent face parte din Centrala industrială de electronică şi automatizări (CIEA), nou creată şi din care fac parte, de asemenea, toate uzinele producătoare de elemente, echipamente şi instalaţii de automatizare (FEA, Electrotehnica, Electromagnetica, Electroaparataj, Automatica), precum şi Întreprinderea de montaj instalaţii de automatizare (IMIA). Există în prezent toate premisele ca în acest complex industrial să se poată realiza dezideratul beneficiarilor privind livrarea complexă, pentru toate ramurile economiei naţionale, a instalaţiilor de automatizare, de la concepţie şi pînă la punerea în funcţiune.

Pornind de la realizarea, la începutul activităţii sale, a unor lucrări de complexitate mai redusă, Institutul de proiectări automatizări s-a dezvoltat treptat, preluînd lucrări de importanţă şi complexitate sporită.

În prezent IPA participă la lucrări de mare importanţă pentru necesităţi interne şi pentru export din domeniul automatizărilor pentru industria chimică şi a petrolului, industria minieră şi a materialelor de construcţie, agregatelor termoenergetice, automatizarea unor utilaje pentru industria siderurgică şi constructoare de maşini, automatizarea de maşini-unelte. S-au dezvoltat noi compartimente de proiectare pentru automatizarea lucrărilor de irigaţii, desecări, alimentări cu apă etc.

Activitatea de cercetare a institutului s-a dezvoltat în mod deosebit în ultimii ani. În prezent IPA efectuează studiile privind asimilarea principalelor tipuri de elemente de automatizare, cercetarea şi elaborarea principalelor tipuri de elemente şi echipamente de automatizare, realizarea de prototipuri omologate, unicate şi serii mici de aparatură de automatizare. Se efectuează lucrări privind studiul proceselor care urmează să fie automatizate, modelarea unor soluţii pe calculator, studii privind introducerea calculatoarelor în procese tehnologice. De asemenea IPA participă în mod direct la elaborarea studiilor de perspectivă privind direcţiile de dezvoltare a ramurii de electronică şi automatizări.

IPA participă, prin asistenţă tehnică, la punerea în funcţiune a tuturor instalaţiilor de automatizare cercetate şi proiectate în institut.

În cursul ultimilor ani IPA a avut o contribuţie importantă la concepţia, fabricaţia şi punerea în funcţiune a instalaţiilor de automatizare necesare principalelor maşini, agregate şi linii tehnologice fabricate în ţară, pentru necesităţi interne şi pentru export.

În concepţia de organizare a instalaţiilor de automatizare au existat diverse stadii, de la aparatură montată local, panouri locale, pînă la camera de comandă pe întreaga instalaţie tehnologică. Centralizara informaţiilor în asemenea camere de comandă este necesară în automatizarea proceselor tehnologice moderne caracterizate prin complexitatea ridicată şi interdependenţe între parametri.

Pentru realizarea instalaţiilor în această concepţie se impune utilizarea de aparatură cu semnal unificat, care fac posibile transmiterea şi prelucrarea informaţiilor din proces în condiţiile de ansamblu ale instalaţiilor tehnologice.

În ceea ce priveşte automatizarea proceselor industriale din domeniul industriei chimice şi petroliere, IPA a proiectat o serie de instalaţii pentru necesităţi interne şi pentru export.

Astfel, s-a realizat şi pus în funcţiune instalaţia de automatizare pentru linia a 3-a de acid sulfuric de la Turnu-Măgurele (proiectare IPA, realizare panouri la IIS—Automatica, montajul IMIA). Concentrarea informaţiilor s-a făcut aici pe trei tabouri de comandă, şi anume la secţia prăjire pripită, la secţia recuperare căldură şi la secţia absorbţie-contact (fig. 1). Instalaţia de automatizare efectuează reglări de debite, presiuni, nivel, concentraţie a acidului sulfuric, măsuri şi înregistrări de temperatură, debite şi presiuni cu semnalizarea ieşirii din limitele impuse. La realizarea fizică a acestei instalaţii s-au efectuat şi unele experimentări, necesare pentru a verifica anumite soluţii de automatizare. Astfel s-a plecat de la considerentul că pentru obţinerea unui randament maxim la reactorul de conversie (soba de contact) este indicată o alimentare cu bioxid de sulf la o alimentare constantă. Pentru aceasta s-a prevăzut în proiect o buclă de reglare experimentală pentru reglarea concentraţiei de bioxid de sulf acţionînd asupra debitului de aer de diluţie (fig. 2), indicată în schemă prin linie întreruptă.

Cu ocazia experimentării acestei bucle s-a constatat că, acţionînd asupra debitului de aer de diluţie, se modifică regimul de presiune pe întregul flux tehnologic, pînă la cuptor, determinînd evacuări de bioxid de sulf în atmosferă, aducînd instalaţia în frecvente situaţii de oprire. În urma acestor experimentări s-a ales o soluţie care duce la stabilizarea întregului flux tehnologic, şi anume reglarea presiunii înainte de turnul de uscare, acţionînd tot asupra debitului de aer de diluţie, buclă de reglare indicată în schemă cu linie plină.

Aparatura utilizată în această instalaţie este electronică, cu semnul unificat 2—10 mA curent continuu, de tipul existent în fabricaţie la FEA. Instalaţia de automatizare asigură o conducere eficientă a instalaţiei de la tablourile de comandă, obţinerea unor performanţe superioare pentru instalaţia tehnologică, o supraveghere continuă şi corectă a temperaturilor şi presiunilor în diferite puncte ale cuptorului de prăjire a sobei de contact.

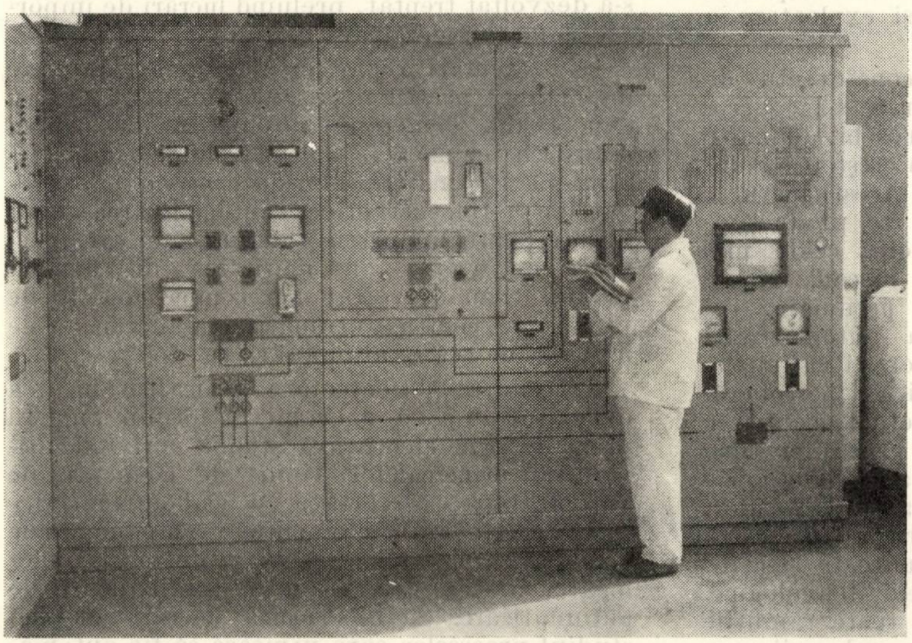


Fig. 1 Tablou de comandă secţia absorbţie

IPA a proiectat de asemenea o serie de instalaţii de automatizare pentru industria chimică şi petrolieră, destinate exportului. Astfel s-a realizat proiectul automatizării pentru instalaţia de distilaţie atmosferică, montată şi dată în exploatare în R.D.G. Instalaţia tehnologică,

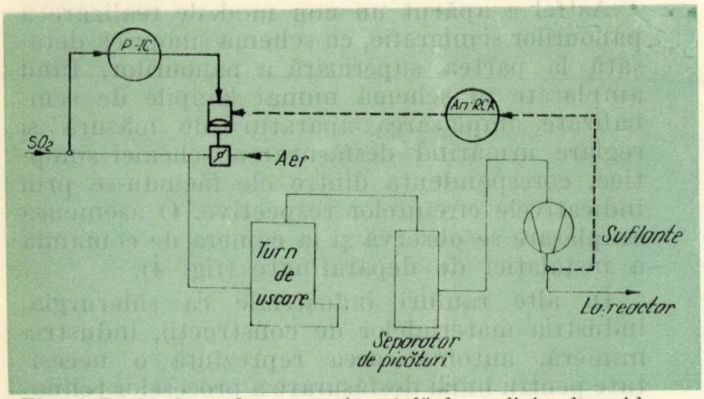


Fig. 2 Buclă de reglare experimentală la o linie de acid sulfuric.

realizată pentru valorificarea superioară a gudroanelor de cărbune este dotată cu aparatură modernă de automatizare, conducerea întregului proces tehnologic efectuîndu-se dintr-o singură cameră de comandă unde sînt concentrate informaţiile necesare. La stabilirea soluţiilor de automatizare s-au avut în vedere necesităţile procesului tehnologic pentru realizarea în condiţii optime a parametrilor proiectaţi, conducerea comodă şi economică a întregului proces, siguranţa în exploatare.

închis. Dintre acestea, patru bucle sînt cu reglare în cascadă. Aparatura de măsură, control şi reglare folosită este electronică, cu semnul unificat 2—10 mA curent continuu. Pentru controlul calităţii produselor obţinute s-au prevăzut analizoare de calitate, cu înregistrare continuă în camera de comandă.

La punerea în funcţiune, instalaţia de automatizare a funcţionat ireproşabil, asigurînd atît reglarea corectă a procesului, cît şi controlul parametrilor în ansamblu. În continuarea explorării, întreaga instalaţie de automatizare s-a dovedit a fi un instrument indispensabil conducerii optime şi eficiente a procesului tehnologic. S-a dovedit şi cu această ocazie că aparatura electronică cu semnal unificat este aptă pentru a fi utilizată, cu bune rezultate, în instalaţiile de prelucrare a petrolului.

La instalaţiile de producere a uleiurilor superioare din materii prime de natură parafinoasă, destinate pentru export, soluţia de automatizare proiectată a prevăzut conducerea instalaţiilor de la două camere de comandă (una pentru instalaţia de dezasfaltare şi a doua pentru instalaţia de deparafinare-desuleiere). În figura 3 se arată panoul central din una din camerele de comandă. Pentru a ilustra complexitatea acestei dotări se menţionează că numărul total de puncte măsurate pentru ambele instalaţii este de 970, iar numărul circuitelor de reglare 238. Schemele de reglare introduse asigură raportul constant dintre materia primă şi solvent, repartizarea egală a debitelor pe circuitele tehnologice paralele, raţionalizarea

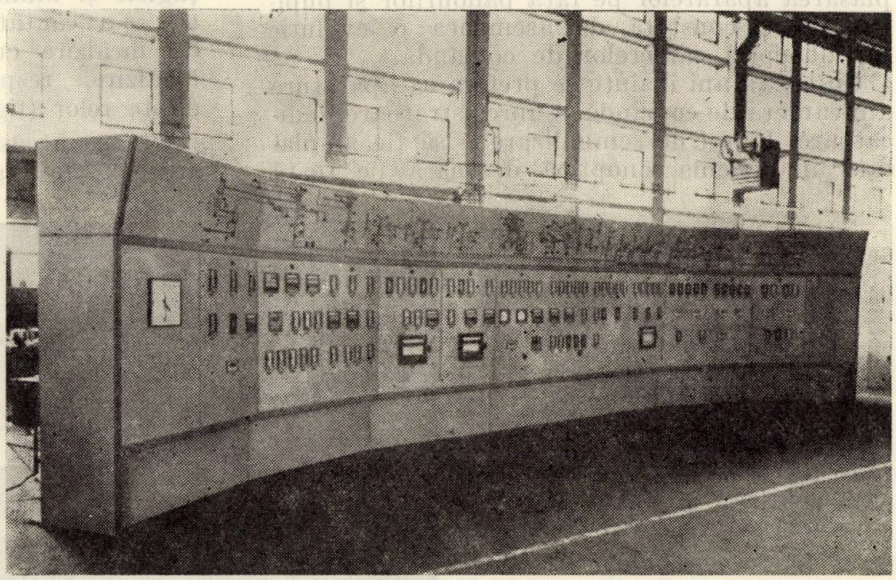


Fig. 3. Panou central de comandă (instalaţie de dezasfaltare).

S-a efectuat o alegere judicioasă a punctelor de măsură şi control al parametrilor de funcţionare ai procesului. În total există 173 de puncte controlate, 52 de circuite de măsură a parametrilor cu indicare şi înregistrare continuă, 16 bucle de reglare continuă în circuit

schimbului de căldură în cadrul instalaţiei de deparafinare-desuleiere, printr-o distribuţie raţională a fluxurilor în contracurent, controlul eficient al gradientului de temperatură pe coloanele de solventare cu propan, reglarea temperaturilor în transferul coloanelor, funcţie

de consumul de combustibil, raţionalizarea consumului de utilităţi. Aparatura de măsură şi reglare folosită este electronică, cu semnal unificat 2—10 mA curent continuu. Ventilele de reglare sînt pneumatice.

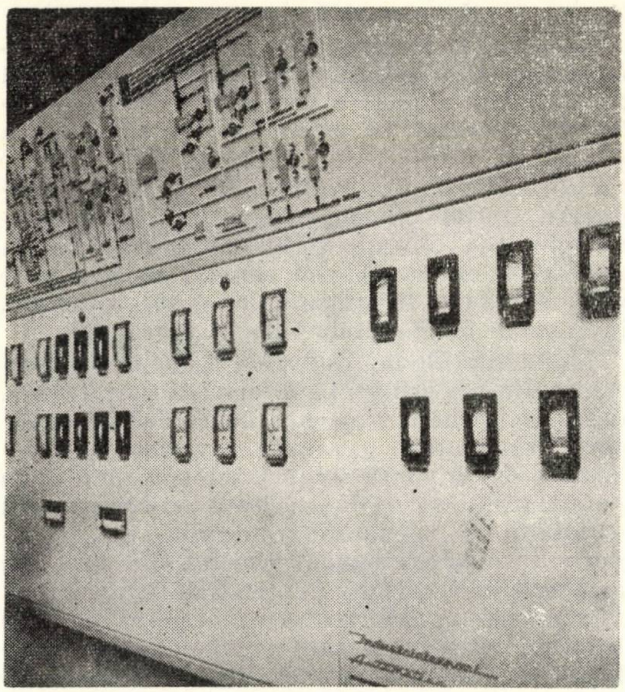


Fig. 4. Detaliu panou central de comandă.

Revenind în camera de comandă şi privind interfaţa om-instalaţie, reprezentată prin amplasarea aparatelor pe faţa panourilor şi pupitrelor, se constată de asemenea o evoluţie în concepţia camerelor de comandă.

Cu cîţiva ani înainte se prefera ca aparatura din camera de comandă — înregistratoare, indicatoare, lămpi de semnalizare — să fie amplasată în schema sinoptică desenată pe toată faţa panoului. Acest mod de amplasare grafic duce la o extindere a camerelor de comandă.

Cu dezvoltarea instalaţiilor tehnologice a devenit necesară restrîngerea amplasării aparaturii pe panouri pentru a evita camera de comandă de dimensiuni foarte mari.

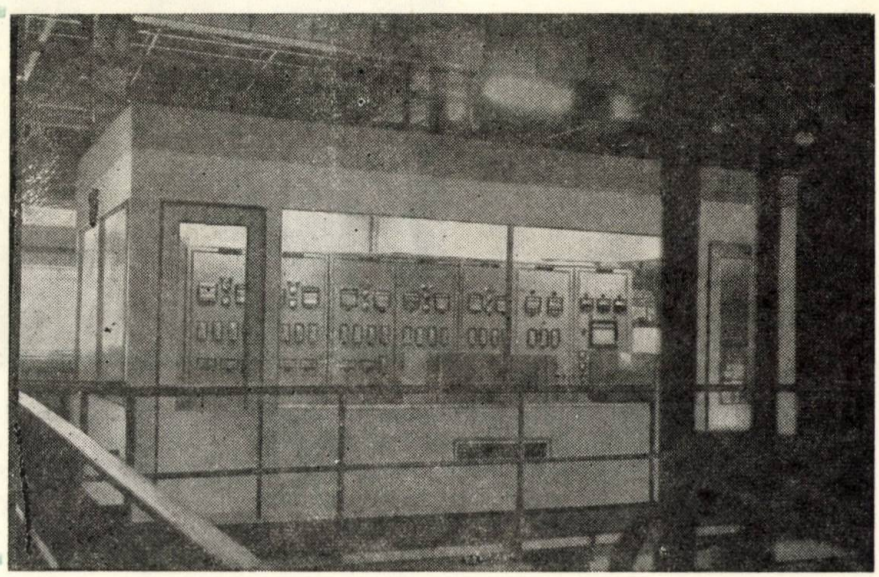
Astfel a apărut un nou mod de realizare a panourilor semigrafic, cu schema sinoptică detaşată la partea superioară a panourilor, fiind amplasate în schemă numai lămpile de semnalizare, amplasarea aparaturii de măsură şi reglare urmărind desfăşurarea schemei sinoptice, corespondenţa dintre ele făcîndu-se prin indicativele circuitelor respective. O asemenea amplasare se observă şi la camera de comandă a instalaţiei de deparafinare (fig. 4).

În alte ramuri industriale ca siderurgia, industria materialelor de construcţii, industria minieră, automatizarea reprezintă o necesitate pentru buna desfăşurare a proceselor tehnologice. La o serie de instalaţii tehnologice realizate în ţară s-au asigurat din ţară şi echipamentele de automatizare aferente. Astfel se pot menţiona în domeniul siderurgiei cele de la cuptorul cu propulsie de la laminorul de tablă groasă — Galaţi (fig. 5), cuptoarele adînci de la laminorul Slebing — Galaţi, furnalul nr. 7 din Combinatul siderurgic Hunedoara, cuptorul cu vatră rotativă CVR—1 de la Uzinele Republica (fig. 6).

La automatizarea acestor lucrări a fost necesară de asemenea o activitate de studii şi şi experimentări. Astfel la cuptoarele adînci de la laminoarul Slebing în care se încălzesc ţaglele şi bramele înainte de a intra în laminor s-a căutat rezolvarea unui regim forţat de încălzire cu scopul scurtării timpului de încălzire, respectiv creşterea productivităţii cuptoarelor (fig. 7) .

Pentru aceasta s-a prevăzut ca procesul de ardere să fie reglat fie în funcţie de temperatura

Fig. 5. Panou de control termotehnic de la cuptorul de încălzire cu propulsie de la laminorul de tablă groasă Galaţi.



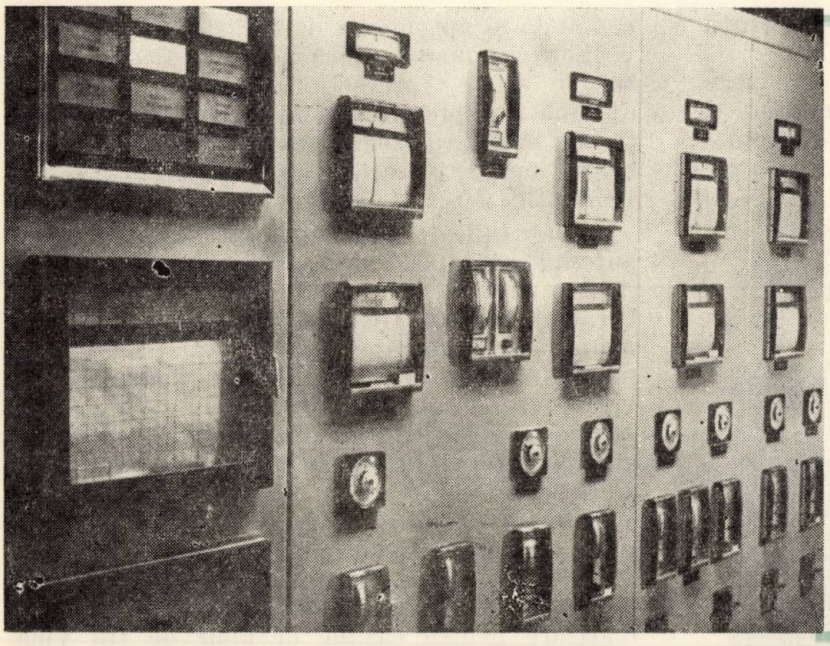


Fig. 6. Panoul de control termotehnic de la cuptorul cu vatră rotativă CVR – 1.

gazelor arse la ieşirea din cuptor, fie în funcţie de temperatura din cuptor. Stabilirea unuia din cele două puncte de măsură, la pornire — temperatura gazelor arse, iar în regim — temperatura din cuptor, este însoţită de o comutare automată pe cel de-al doilea parametru în cazul cînd acesta depăşeşte o anumită limită.

La automatizarea liniilor de ciment, un colectiv din IPA în colaborare cu cercetători tehnologi au studiat şi experimentat diverse soluţii, în special automatizarea cuptorului de clincher. O problemă deosebit de dificilă este controlul temperaturii materialului din cuptorul rotativ.

S-au stabilit soluţii practice pentru montarea termocuplelor în acest scop, iar pentru măsurarea temperaturii în zona de ardere se utilizează un pirometru cu două culori (tip Ardocol-Siemens). Controlul temperaturii mantalei cuptorului în zona de ardere, printr-o instalaţie care baleiază continuu în exterior această zonă, sesizează din timp deteriorările căptuşelii refractare, care pot fi remediate în fază iniţială.

În anul 1968 s-au proiectat la IPA instalaţiile de automatizare pentru liniile de ciment de mare capacitate de la Medgidia, care sînt în prezent în curs de execuţie fizică.

La fabricile de sticlă s-a experimentat şi pus în funcţiune reglarea nivelului sticlei în cuptor acţionînd asupra alimentării cuptorului. Pentru acestea s-a utilizat aparatură cu traductor radioactiv, elaborată şi construită de IFA.

Pentru industria alimentară s-au realizat instalaţii de automatizare pentru mori de mare capacitate, fabrici de bere, fabrici de zahăr, abatoare etc. Astfel instalaţiile de automatizare elaborate pentru mori cu capacitate de 220 t/24 h asigură comanda centralizată a principalelor utilaje şi semnalizarea optică şi acustică de avertizare şi de avarie. Instalaţiile de automatizare pot fi extinse la mori cu capacitate mai mare. Astfel de instalaţii s-au montat şi pus în funcţiune la moara „Iaşi" (cu capacitate de 220 t/24 h)şi la moar, „Sibiu" (cu capacitate de 320 t/24h). În figura 8 se arată panoul central cu schema sinoptică a instalaţiei de automatizare.

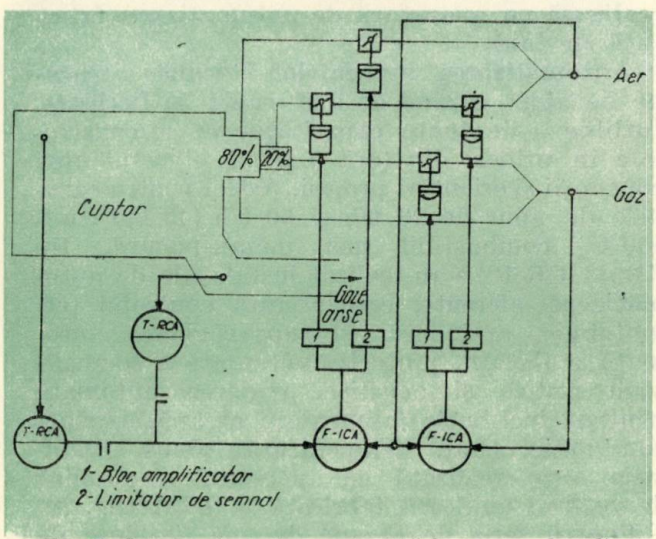


Fig. 7. Schema de reglare automată la cuptoarele adînci Slebing.

Pentru agricultură s-au realizat instalaţii de automatizare pentru sere legumicole, silozuri, sisteme de irigaţii şi desecări. Pentru sisteme de irigaţii s-au realizat o serie de insta-

laţii de automatizare, în special pentru staţii de pompare.

În cursul anului 1968, IPA a avut o contribuţie importantă la concepţia, fabricaţia şi punerea în funcţiune a instalaţiilor de automatizare, necesare principalelor maşini, agregate

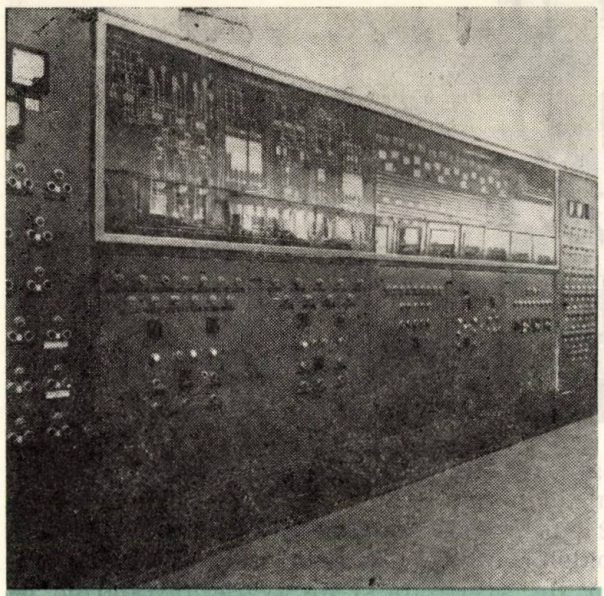


Fig. 8. Panoul central cu schema sinoptică.

şi linii tehnologice fabricate de M. I. C. M., pentru necesităţi interne şi pentru export.

Astfel s-au realizat prototipurile şi s-a trecut la asimilarea în fabricaţie a instalaţiilor necesare centralelor de betoane de 30 000 şi 60 000 m^3/an şi a instalaţiei pentru mixturi asfaltice, realizată cu aparatură de automatizare fabricată în ţară.

Automatizarea agregatelor termice — cazane de abur, cazane de apă caldă şi fierbinte, turbine — de toate capacităţile ce se construiesc în uzinele din ţară a făcut obiectul unei concepţii şi orientări proprii. Astfel pentru cazanele de abur de 20 t/h şi 50 t/h (40 kgf/cm ^{2}, 450°C, combustibil gaz metan-păcură, tip CR5/3 CR 12) s-au realizat instalaţiile de automatizare aferente, care asigură controlul termotehnic, aprinderea şi supravegherea automată a flăcării, protecţia automată a semnalizării optice şi acustice, reglarea automată pentru cinci bucle (alimentare cu apă, sarcină, combustie, tiraj, temperatură, abur). Instalaţia este realizată cu aparatură electronică de reglare unificată fabricată la FEA (fig. 9).

Pentru seria de cazane de apă fierbinte de 25 Gcal/h, 50 G cal/h, 100 G cal/h (20 kgf/ cm^2, 150° C, combustibil gaze naturale — păcură, tip CAF6, CAF5, CAF4) s-au realizat instalaţii de automatizare, al căror program şi nivel este identic. Instalaţia de automatizare, executată unitar pentru toate variantele de cazane (şase variante), cuprinde controlul termotehnic, comanda şi aprinderea de la distanţă cu supraveghere automată a flăcării pentru fiecare arzător în parte, protecţia automată, reglarea automată a presiunii combustibilului cu corecţie de O_2 din gazele arse. Instalaţiile sînt realizate cu aparătura electrică unificată tip FEA (fig. 10).

S-au realizat de asemenea instalaţiile de automatizare pentru cazanele de apă fierbinte (apă caldă) de mică capacitate de 2 G cal/h, 3 Gcal, 5 Gcal/h (150C, combustibil gaz metan — păcură, tip C 5D). Instalaţia de automatizare este executată unitar pentru toate variantele de cazane (12 variante) şi cuprinde controlul termotehnic, aprinderea şi supravegherea automată a flăcării, protecţia automată şi reglarea automată a sarcinii cu aprinderi şi stingeri automate pentru sarcini 0—30% şi cu reglare continuă pentru sarcini 30—100%. Instalaţia utilizează aparatură specializată. S-au mai realizat, de asemenea, instalaţiile de automatizare pentru cazane de abur de tip Vuia

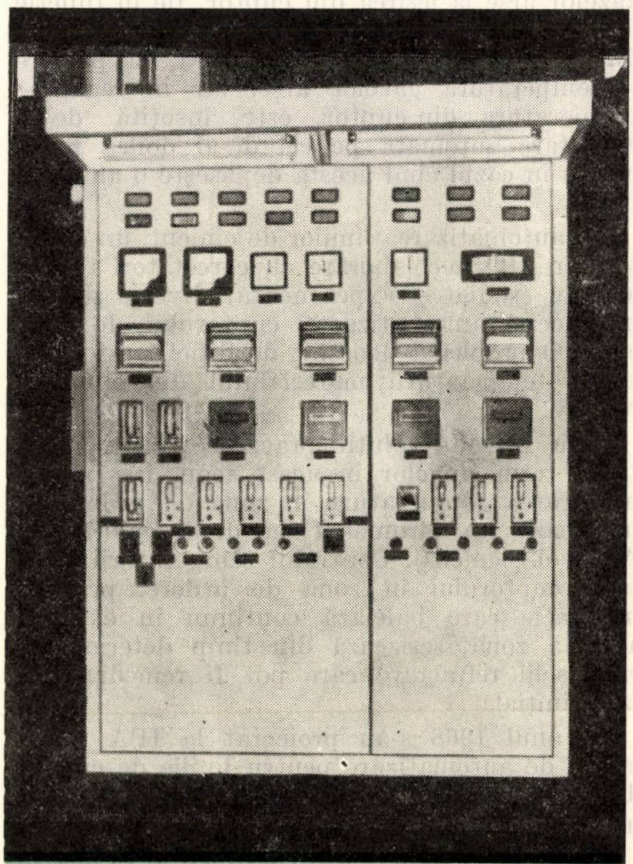


Fig. 9. Panou automatizare cazan CR 12 de 50 t/h.

de 1t/h, 3 t/h şi CTF—1 de 2 t/h, precum şi pentru cazane de apă fierbinte (apă caldă) de 2 Gcal/h (150 °C, combustibil gaz metan, de tip CV2A) .

Sînt în curs de punere în funcţiune primele instalaţii de automatizare pentru cazane de 120

t/h şi se execută primele instalaţii de automatizare pentru grupuri de 50 MW (cu cazane de 420 t/h), realizate cu aparatura electronică unificată de reglare automată tip FEA. Toate aceste tipuri de instalaţii de automatizare se execută în prezent în fabricaţie de serie la IIS—Automatică, iar montajul pe teren se execută de IMIA, cu asistenţă tehnică la punerea în funcţiune din partea IPA. Asemenea instalaţii dotează centralele de la Turnu-Măgurele, Suceava, Călăraşi, Piteşti, Buzău etc.

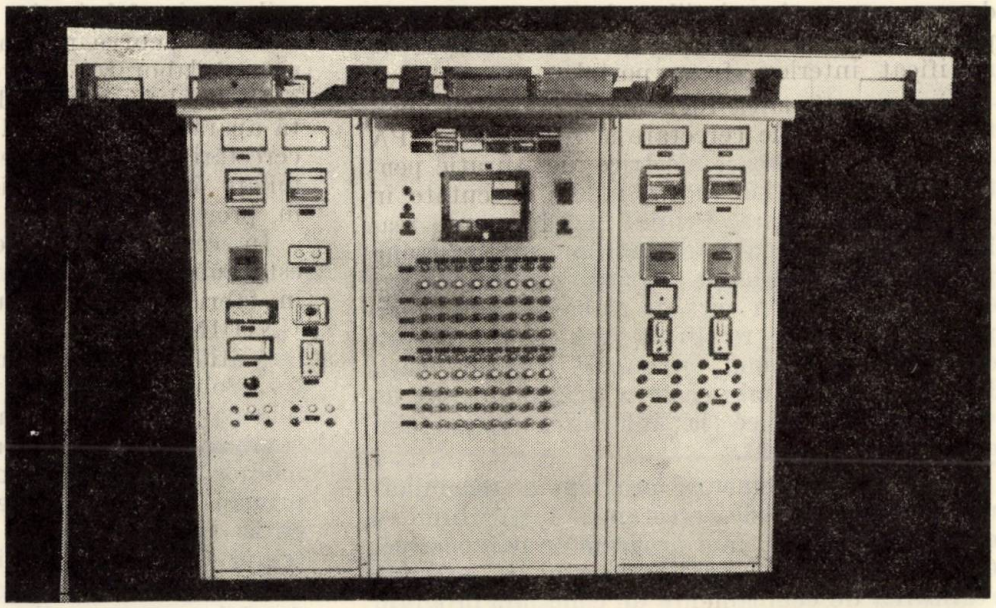


Fig. 10. Panou automatizare cazan CAF 4 — 100 Gcal/h.

Aparatura electronică de reglare automată cu semnal unificat, existentă în fabricaţie de serie la FEA a fost încercată cu succes la cele mai variate tipuri de procese tehnologice şi este în prezent inclusă în toate proiectele IPA, fiind utilizată pe larg la instalaţiile de automatizare pentru necesităţi interne şi pentru export. Pentru a asigura menţinerea acestei aparaturi la nivelul tehnicii actuale există o preocupare susţinută la IPA şi la FEA pentru perfecţionarea şi dezvoltarea ei. Astfel s-a extins gama de utilizare a aparaturii pentru condiţii climatice TA şi TH, asigurîndu-se posibilitatea de export a acestei aparaturi în instalaţii care funcţionează în asemenea medii climatice. Au fost elaborate convertoare de semnale unificate, care permit ca sistemul fabricat la FEA să poată funcţiona şi în combinaţie cu alte sisteme unificate, cu alte semnale (0—5, 1—5, 0—20, 4—20 mA). De asemenea, pentru a permite utilizarea aparaturii FEA în medii cu pericol de explozie mare (hidrogen sau acetilenă), s-au studiat şi elaborat bariere de siguranţă destinate realizării buclelor de reglare a temperaturii. A fost realizat şi omologat prototipul unui regulator specializat pentru procese termice, care asigură reglarea proporţională, bipoziţională sau tripoziţională, şi care este mult simplificat faţă de regulatorul PID din cadrul sistemului unificat. Regulatorul poate comanda direct sau prin intermediul unor contactoare motorul electric al elementului de execuţie.

Un alt domeniu în care activitatea IPA vine să extindă posibilităţile de utilizare a aparaturii FEA este acela al aparturii de reglare pentru agregate termice mari (300 MW), fiind în curs de cercetare aparatura de reglare electronică specială, adaptată acestor procese, şi care urmează să utilizeze la maximum subansamble şi blocuri din aparatura existentă în prezent în fabricaţie la FEA.

În ultimul timp se extinde din ce în ce mai mult în institut, la elaborarea unor proiecte de automatizare cu circuite de reglare automată ce prezintă unele dificultăţi, metode de modelare pe calculator analogic a sistemelor studiate. Asemenea activităţi de modelare s-au efectuat pentru cazane de abur, reactoare chimice, acţionări electrice reglabile. Se acordă, de asemenea, o importanţă din ce în ce mai mare studiilor privind identificarea proceselor care urmează să fie automatizate, determinarea modelului matematic al obiectului reglării.

În domeniul maşinilor-unelte, majoritatea instalaţiilor electrice şi de automatizare pentru principalele tipuri de maşini fabricate în ţară au fost concepute la IPA şi realizate la IIS-Automatica. Institutul efectuează lucrările de cercetare şi proiectare necesare realizării echipamentelor de comenzi secvenţiale, acţionări reglabile şi comenzi program analogice şi numerice. Prototipurile şi fabricaţia echipamentelor convenţionale se realizează la IIS-Automatica, iar pentru unele echipamente de co-

menzi program şi acţionări reglabile, prototipurile şi omologarea acestora se realizează de către IPA, urmînd să se şi fabrice în serii mici în atelierul de prototipuri al institutului.

Dintre proiectele realizate se menţionează proiectul pentru seria de strunguri carusel mari SC 2000, SC 2500, SC 3200. Pot fi menţionate de asemenea instalaţiile electrice automate pentru maşinile de alezat şi frezat, maşini de rectificat interior, freze portal.

Pentru acţionarea reglabilă a maşinilor-unelte este în curs de cercetare şi realizare la IPA o gamă de variatoare electrice de turaţie pentru diferite tipuri de maşini-unelte executate în soluţie specializată. Primul echipament realizat este destinat acţionărilor unui strung paralel din fabricaţia Uzinei de strunguri din Arad. Sînt în curs de elaborare variatoare pentru maşini de rectificat fără centre, maşini de rectificat rotund, strunguri carusel mari. Introducerea în fabricaţie a acestor tipuri de variatoare va duce la înlocuirea importului existent în prezent.

În domeniul comenzii program a maşinilor-unelte, activitatea de cercetare a institutului se efectuează pe baza unui program de perspectivă, corelat cu constructorii de maşini, şi prevede realizarea de echipamente de comandă program analogică şi numerică. Echipamentul electronic de comandă program analogică, destinat strungurilor universale de tip SNA — 400 din profilul de fabricaţie al Uzinei de strunguri din Arad, este în prezent în fabricaţie la IIS-Automatica. Echipamentul a fost expus la o serie de expoziţii internaţionale unde a fost apreciat, existînd cereri pentru export. În prezent s-a elaborat o nouă variantă de echipament electronic transistorizat, care urmează să se experimenteze pe maşină în cursul anului 1969.

În domeniul comenzii program numerice s-au efectuat cercetări pentru realizarea echipamentelor de poziţionare numerică cu traductoare, de tip incremental şi absolut, cu utilizare la diverse tipuri de maşini-unelte. Echipamentul cu traductor de tip incrementul a a fost experimentat, în colaborare cu FMUAB şi ICPMUA, cu rezultate satisfăcătoare pe o maşină de alezat şi frezat tip AF—85 şi se adaptează în prezent maşinii de alezat şi frezat tip AF — 100. Tot pentru acest tip de maşini, precum şi pentru un strung paralel tip SC 1250, sînt în curs de elaborare echipamente de comandă program numerice de tip absolut, care vor fi experimentate pe maşini, în colaborare cu ICPMUA şi FMUAB, încă în cursul anului 1969.

Echipamentele moderne de acţionare reglabile şi comandă program în curs de elaborare vor permite realizarea integrală în ţară a instalaţiilor electrice şi de automatizare pentru maşinile-unelte de fabicaţie indigenă la un nivel tehnic ridicat, asigurîndu-se necesităţile interne şi exportul de asemenea maşini.

În scopul realizării în ţară, pe bază dè concepţie proprie, a echipamentelor de acţionare şi alte instalaţii electrice reglabile, activitatea de cercetare în IPA s-a axat pe elaborarea şi asimilarea în fabricaţie a aparaturii de reglare, necesară pentru realizarea acestor echipamente şi pe elaborarea şi verificarea experimentală a unor scheme tipice de reglare, utilizînd această aparatură în aşa fel încît rezultatele acestor cercetări să se finalizeze fie prin produse asimilate în fabricaţie, fie prin aplicare directă în proiectare

În ceea ce priveşte aparatura de reglare, este cunoscută elaborarea de IPA şi asimilarea în fabricaţie a sistemului de reglare unificat UNIDIN, caracterizat printr-o soluţie modulară atît sub aspectul funcţional, cît şi constructiv. Soluţia modulară permite realizarea unor scheme de complexitate foarte diferită prin combinarea adecvată a unui aceluiaşi set de module. Recent s-a asimilat în fabricaţie la FEA principalele module ale acestui sistem în execuţia cu transistoare cu siliciu planare (sistemul UNIDIN-S), prin care s-a îmbunătăţit simţitor precizia de reglare şi s-a extins considerabil gama puterilor acţionărilor cu tiristoare, ce se pot condamna prin aceste module.

O precizie şi mai bună, de ordinul 10^{-4}, s-a obţinut pe platforma de încercare cu un regulator numeric de turaţie, suprapus în cascadă unui sistem clasic de reglare analogică. Asemenea precizii sînt necesare în industria hîrtiei, la anumite standuri de probă etc., şi aplicarea industrială a procesului experimentat este în atenţia noastră.

În cazul unor echipamente care se fabrică în serie mare este justificat adeseori efortul de cercetare şi asimilare a unor dispozitive de reglare specializate, adaptate în mod optim aplicaţiei respective. În felul acesta se obţine o soluţie mai compactă cu număr mai redus de piese componente, şi mai ieftină.

Schemele de reglare elaborate se referă atît la motoare de curent continuu, cît şi la motoare de curent alternativ asincrone (fig. 11).

Primele acţionări reglabile cu grup Ward-Leonard au fost realizate cu comandă pe excitaţie prin amplidine sau amplificatoare magnetice. În prezent, cu comandă pe excitaţie prin tiristoare, astfel de agregate pot fi proiectate şi realizate la orice putere, cu caracteristici dinamice bune şi posibilitatea de funcţionare în toate cele patru cadrane U—I.

Sînt în funcţiune în industrie peste 20 de acţionări reglabile cu comanda motorului de curent continuu pe indus prin amplificatoare magnetice şi regulatoare UNIDIN (linii de

fabricat pîine, fig. 12, linii de defectoscopie Röntgen pentru ţevi sudate etc.). Rezultatele obţinute sub aspectul siguranţei în funcţionare au fost foarte bune. Astfel prima linie de

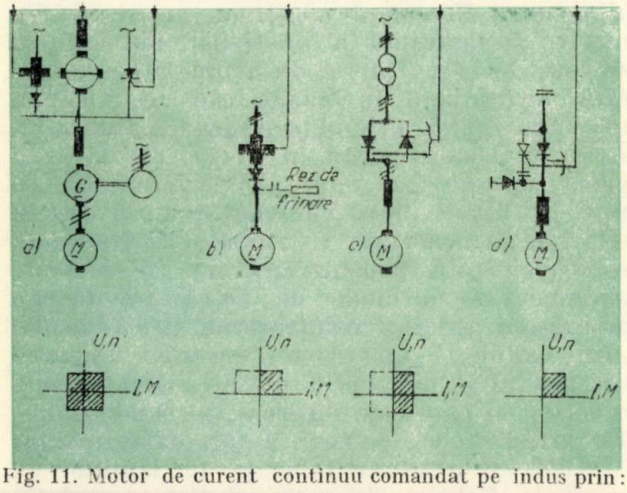
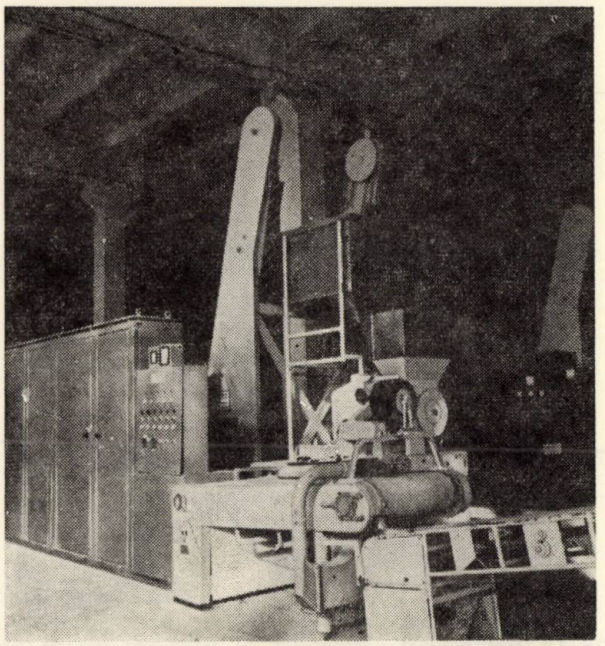


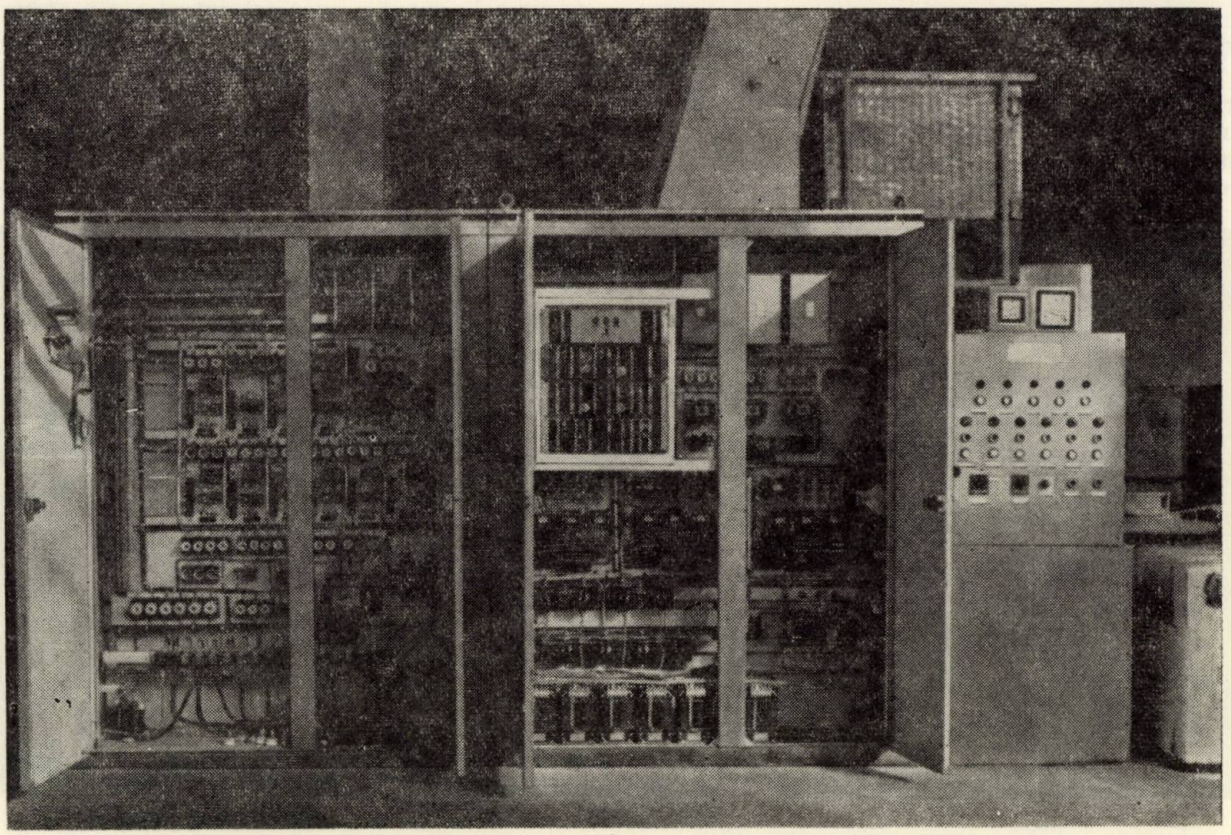
Fig. 11. Motor de curent continuu comandat pe indus prin: *a* – generator de curent continuu cu comandă pe excitaţie prin amplificator magnetic, amplidină sau tiristoare; *b* – amplificator magnetic; *c* – redresor cu tiristoare; *d* – contactor static pentru comanda în impulsuri.

defectoscopie Röntgen de la Fabrica de ţevi sudate din Bucureşti, realizată după proiect IPL, funcţionează în condiţii grele de exploatare în regim de 24 ore/zi din 1965, practic fără defecţiuni.

Echipamentele cu tiristoare pot fi realizate într-o serie de variante, grupate în două categorii: undirecţionale şi bidirecţionale. În ceea ce priveşte schemele unidirecţionale, frînarea se poate realiza nu numai dinamic, ca în cazul amplificatoarelor magnetice, ci şi prin



a



b

Fig. 12. Aspecte de la o linie de fabricat pîine, cu acţionare reglabilă a maşinii de divizat aluat şi a cuptorului.

inversarea excitaţiei cu recuperarea energiei în reţea. Un echipament în care se aplică al doilea procedeu, dată fiind puterea relativ ridicată a motorului (200 CP), este în curs de execuţie la IPA, fiind destinat acţionării planşaibei de 2 m a unui strung greu.

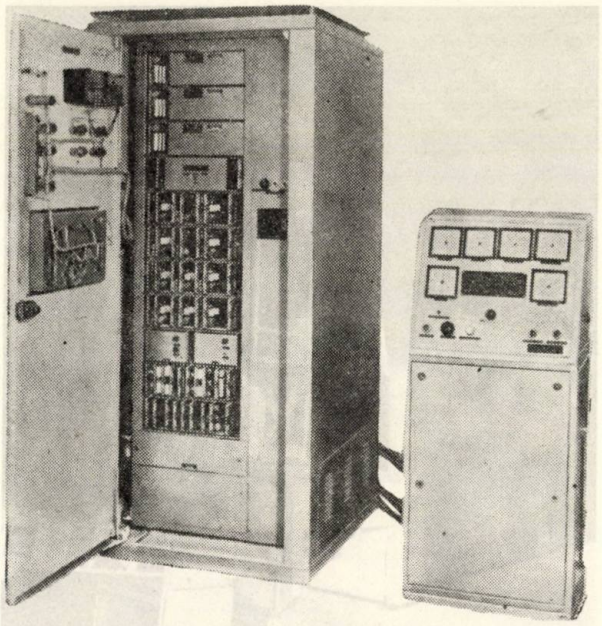


Fig. 13. Echipament antiparalel cu tiristoare pentru acţionări reversibile.

Schemele bidirecţionale se pot realiza cu sau fără curenţi de circulaţie. Prima variantă nu ridică probleme tehnice şi prezintă soluţia optimă sub aspectul comportării dinamice. A doua variantă, care prezintă unele avantaje, se realizează de obicei cu o logică de comutaţie. Primul echipament de acest tip este în curs de punere în funcţiune la laminorul de ţevi de 6″ al uzinei Republica (fig. 13), altele sînt în curs de execuţie.

Dacă se dispune numai de posibilitatea alimentării în curent continuu sau dacă din motive de siguranţă în funcţionare alimentarea se face de la o baterie de acumulatoare, deci fără întrerupere în cazul căderii tensiunii reţelei, se aplică ultimul procedeu din figura 11. Acest procedeu constă în aprinderea şi stingerea succesivă a unui tiristor, înseriat cu una din barele de curent continuu, cu durată relativă de conectare variabilă şi la frecvenţă relativ ridicată. Schema cuprinde ca elemente suplimentare o diodă de descărcare pentru asigurarea trecerii neîntrerupte a curentului prin motor şi un tiristor destinat stingerii tiristorului principal prin aplicarea unei tensiuni inverse, cu care este încărcat un condensator. Un astfel de echipament a fost experimentat în 1968 cu rezultate bune pe un laminor de sticlă la Fabrica de geamuri Scăeni, soluţia fiind în curs de extindere în industria sticlei din ţara noastră (laminoare de sticlă, linii de tras geam).

Aceeaşi aparatură ca şi la schemele unidirecţionale cu tiristoare şi motor de curent continuu se foloseşte şi în cazul cascadei subsincrone cu tiristoare (fig. 14), experimentată la IPA. Soluţia este caracterizată prin recuperarea în reţea a energiei rotorice a motorului asincron cu ajutorul unui redresor cu diode şi al unui invertor cu tiristoare. Primul echipament industrial este în curs de montare la acţionarea unui cuptor rotativ de ciment.

Schema se aplică avantajos la acţionări nereversibile cu gamă redusă de reglare (pînă

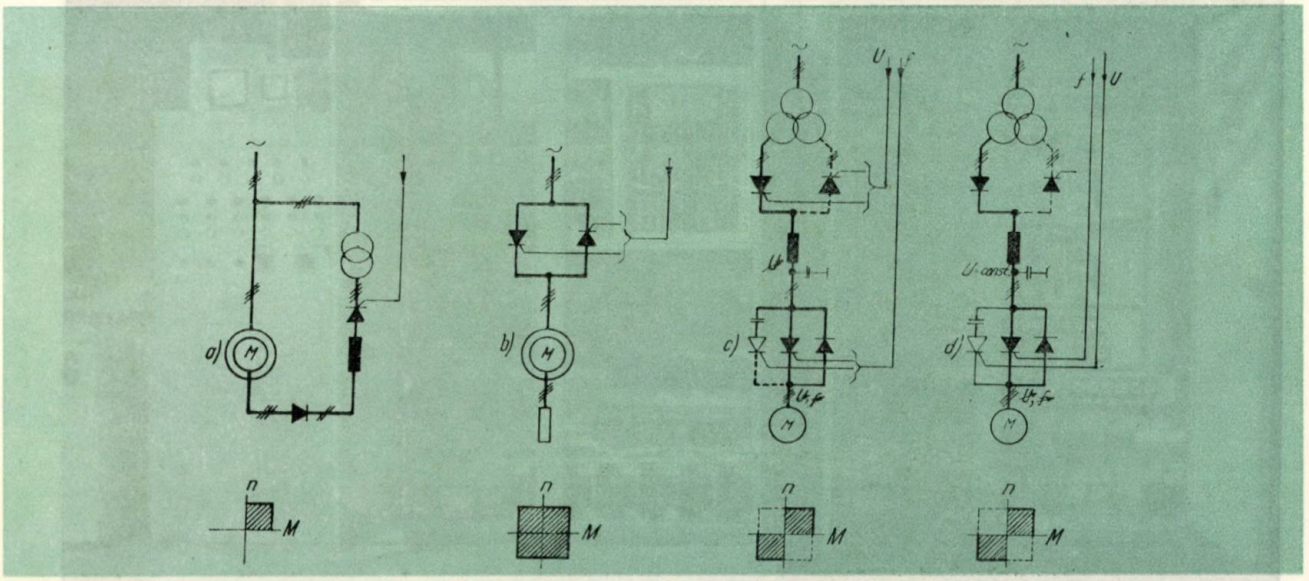


Fig. 14. Motor asincron comandat prin tiristoare:

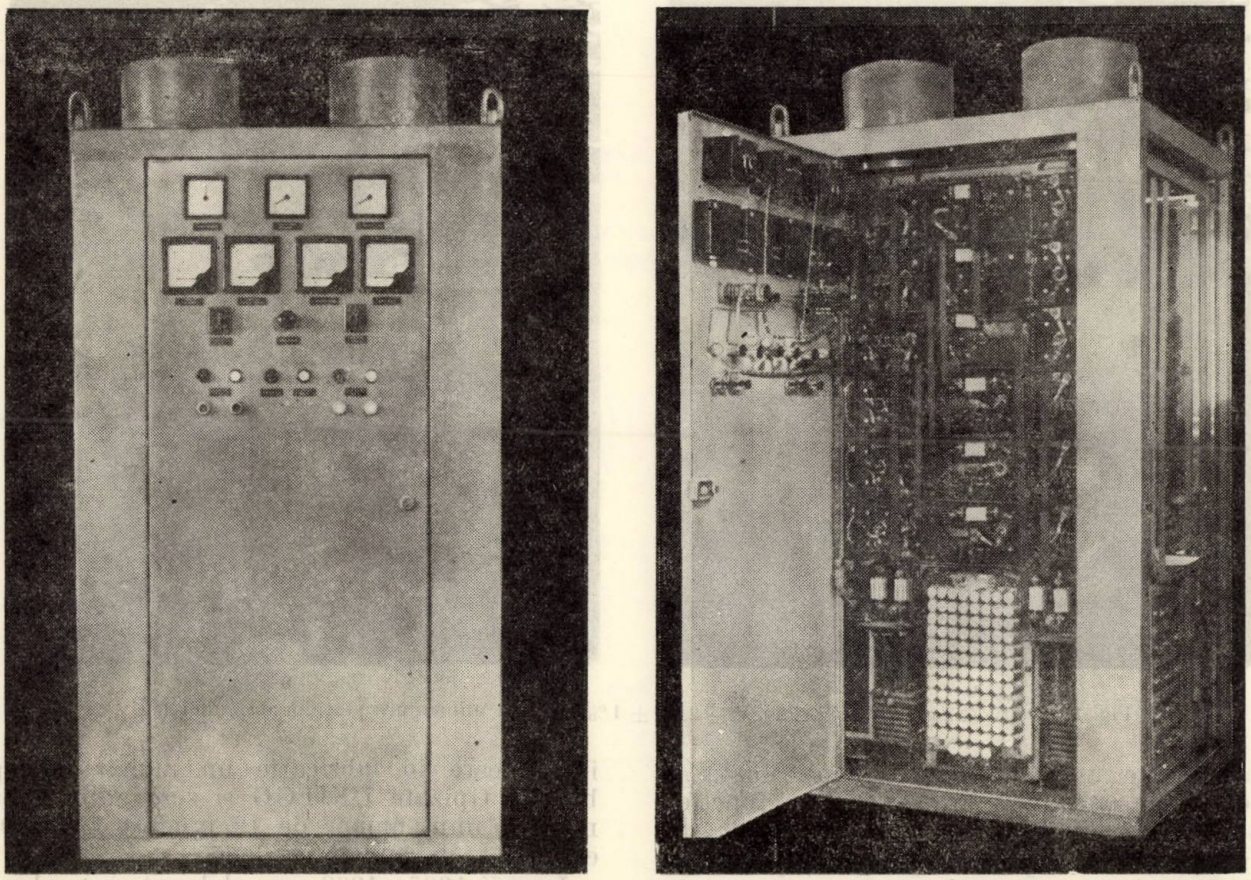
a — pe rotor (cascadă subsincronă); *b* — pe stator, cu tensiune variabilă; *c* — pe stator, cu tensiune şi frecvenţă variabilă, prin convertizor cu circuit intermediar de tensiune variabilă; *d* — idem, dar cu circuit intermediar de tensiune constantă.

la 1 : 2), la acţionări de cuptoare rotative, laminoare, ventilatoare, compresoare etc.

Dacă este necesară acoperirea tuturor celor patru cadrane, se alimentează statorul motorului asincron cu o tensiune alternativă variabilă continuu prin tiristoare, înseriind o rezistenţă în circuitul rotoric. Disipaţia de energie în această rezistenţă poate fi acceptată în cazul unor mecanisme cu funcţionare intermitentă şi constituie astăzi soluţia clasică pentru maşini de ridicat. Un echipament de acest tip, destinat macaralelor portal portuare, este în curs de elaborare la IPA. Alte aplicaţii posibile sînt ascensoarele şi unele mecanisme siderurgice. Tiristoarele în antiparalel pot fi înlocuite prin tiristoare simetrice (dispozitive semiconductoare cu cinci straturi de funcţiuni echivalente) sau prin grupuri semicomandate tiristor + diodă.

Domeniul asupra căruia se concentrează în prezent principalele cercetări pe plan mondial este reglarea turaţiei motoarelor de curent alternativ prin alimentare cu tensiuni şi frecvenţă variabilă cu ajutorul convertizoarelor cu tiristoare. La IPA a fost realizat un astfel de convertizor, compus dintr-un redresor comandabil şi un invertor de frecvenţă variabilă. Un echipament destinat acţionării reglabile a unui tren de role de la un laminor de ţevi este în curs de punere în funcţiune la uzina Republica.

S-a elaborat de asemenea o soluţie cu circuit intermediar de curent continuu de tensiune constantă, caracterizată prin folosirea unui redresor necomandat şi a unui invertor de tensiune şi frecvenţă variabilă, cu comandă în impulsuri.



a b

Fig. 15. Convertizor static de frecvenţă 10-75 Hz pentru căi cu role la laminoare.

Cercetările în acest domeniu sînt încă în curs.

Convertizoarele statice (fig. 16) se folosesc pentru alimentări de siguranţă sau la frecvenţe diferite de cea industrială. La IIS-Electrotehnica sînt în fabricaţie de serie, pe baza elaborărilor IPA, convertizoare de frecvenţă 50/75 Hz pentru alimentarea blocurilor de linie automată a căilor ferate elec-

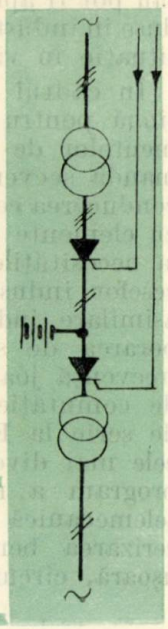
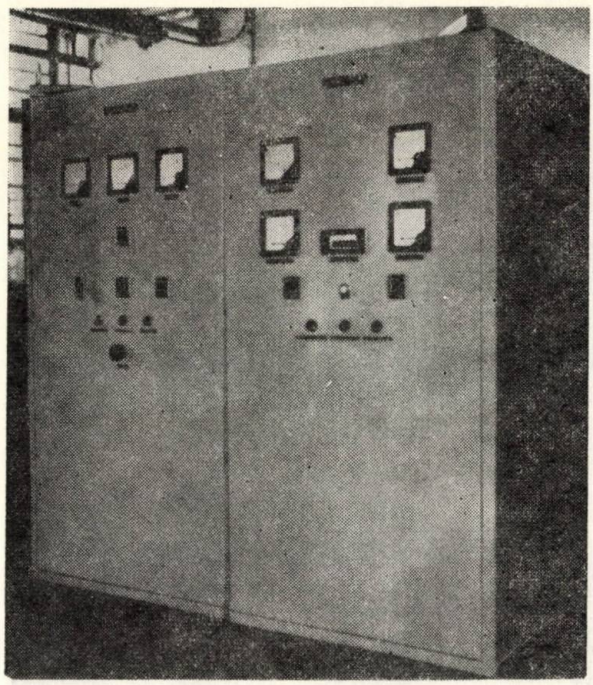
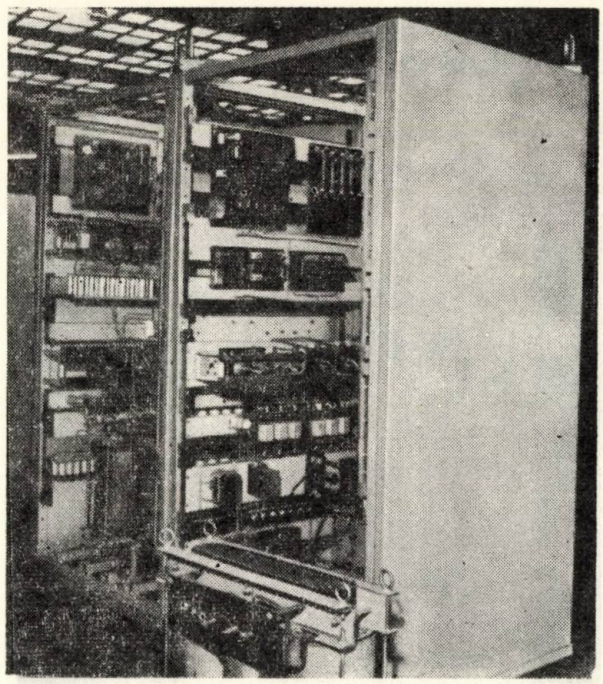


Fig. 16. Convertizor static compus din redresor (cu baterie montată în tampon) → şi invertor.

trificate. S-a omologat un convertizor de 6 kW, 220 V, 50 Hz cu tensiune stabilizată pentru staţii de radioreleu, care este în exploatare din luna martie a.c. (fig. 17). Sînt în curs de elaborare şi alte tipuri de convertizoare. În general, aceste convertizoare se compun dintr-un redresor, care asigură încărcarea automată a bateriei de acumulatoare, cu care funcţionează în tampon, şi un invertor cu tiristoare.



a



b

Fig. 17. Convertizor de 6 kW, 220 V ± 2%, ± 1% destinat alimentării staţiilor de radioreleu.

În concluzie se poate afirma că, prin cercetările încheiate sau în curs la IPA, se acoperă principalele tipuri de acţionări electrice reglabile. O bună parte din acestea se aplică deja sau pot fi aplicate direct în proiectare şi introduse în industrie. Celelalte vor ajunge în această situaţie în viitorul apropiat.

În cadrul IPA a existat o preocupare continuă pentru realizarea instalaţiilor şi echipamentelor de automatizare care efectuează comanda secvenţială, comanda după program şi conducerea centralizată a proceselor tehnologice cu elemente de comutaţie statică. Pornind de la necesităţile imediate ale automatizării proceselor industriale, eforturile de concepţie şi asimilare industrială s-au concentrat pe elaborarea de sisteme de comutaţie statică de frecvenţă joasă cu aplicaţii multiple. Sistemul de comutaţie statică UNILOG, în fabricaţie de serie la FEA, este în prezent introdus în cele mai diverse aplicaţii, cum ar fi comanda program a maşinilor-unelte, echipamente de telemecanică şi centralizarea de date, dispecerizarea benzilor transportoare în industria uşoară, circuite secundare în energetică, programatoare automate în industria chimică şi petrolieră, automatizarea ascensoarelor etc. Pentru a uşura munca de concepţie şi realizare a instalaţiilor şi echipamentelor de automatizare s-au elaborat o serie de blocuri funcţionale tipizate. În anii 1967—1968 s-au predat spre introducere în fabricaţie un număr de opt blocuri tipizate UNILOG şi s-au adus îmbunătăţiri unui număr de 12 produse UNILOG elaborate în anii precedenţi.

În anii 1967—1968 s-au elaborat şi omologat la FEA blocurile specializate ale echipamentelor de comutaţie statică pentru circuite secundare în energetică. Pe baza acestor blocuri s-a realizat un echipament experimental cu succes la CET-Brazi (fig. 18) şi în prezent o primă aplicaţie industrială o constituie echipamentul CET-Palas, proiectat de către ISPE şi care este în curs de realizare la FEA.

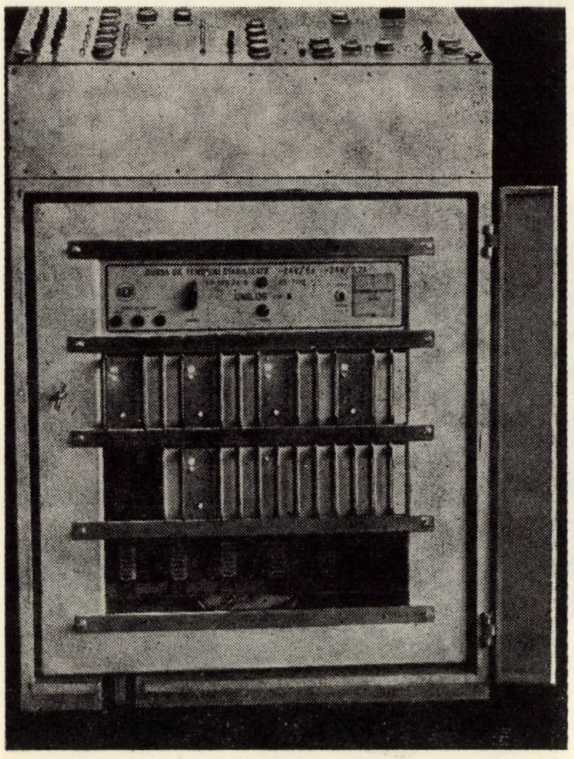
Tot pe baza sistemului UNILOG şi a proiectelor de automatizare elaborate de IPA s-a început la FEA producţia de echipamente de comandă automată şi semnalizare pentru diferite ramuri industriale şi obiective importante ale economiei. Printre cele mai importante echipamente de acest fel fabricate sau în curs de fabricaţie amintim instalaţia pentru negru de fum Piteşti, pentru anhidridă ftalică etc.

În domeniul echipamentelor de telemecanică, centralizare şi prelucrare numerică şi transmitere de date, domeniu deosebit de important şi actual al automatizării proceselor de producţie, IPA a avut o activitate bogată, orientată spre

elaborarea de echipamente şi introducerea acestora în diversele domenii ale economiei naţionale. Astfel, în domeniul echipamentelor de telemecanică au fost elaborate echipamente cu separare în frecvenţă, cu utilizare în special la obiecte telemecanizate cu caracter dispersat, şi echipamente cu separare în timp, cu utilizare în special la obiecte telemecanizate cu caracter concentrat şi concentrat-dispersat. În ceea ce priveşte aparatura de telemecanică cu separare în frecvenţă, a fost elaborat şi fabricat industrial sistemul AF-300 cu o serie de variante (AF—311, AF—321), utilizate pînă în prezent la telemecanizarea cîmpurilor de extracţie ţiţei şi gaze. Astfel cu aparatura AF—311, asimilată la uzina Electromagnetica, s-au telemecanizat pînă în prezent circa 400 de sonde în patru instalaţii, în schelele Moineşti şi Moşoaia. Ca urmare a telemecanizării s-au obţinut economii importante de personal de exploatare, de intervenţie şi creşterea producţiei de ţiţei. Aparatura AF—321 este destinată supravegherii centralizate a procesului de extracţie a gazelor naturale; cu ajutorul acestei aparaturi este telemecanizat cîmpul Copşa-Mică, cuprinzînd sonde, panouri de plecare, ventile etc. În figura 19 este prezentat pupitrul de comandă al instalaţiei. Ca urmare a telemecanizării a crescut productivitatea conducerii cîmpului şi, prin aceasta, asigurarea în mai bune condiţii a parametrilor prescrişi.

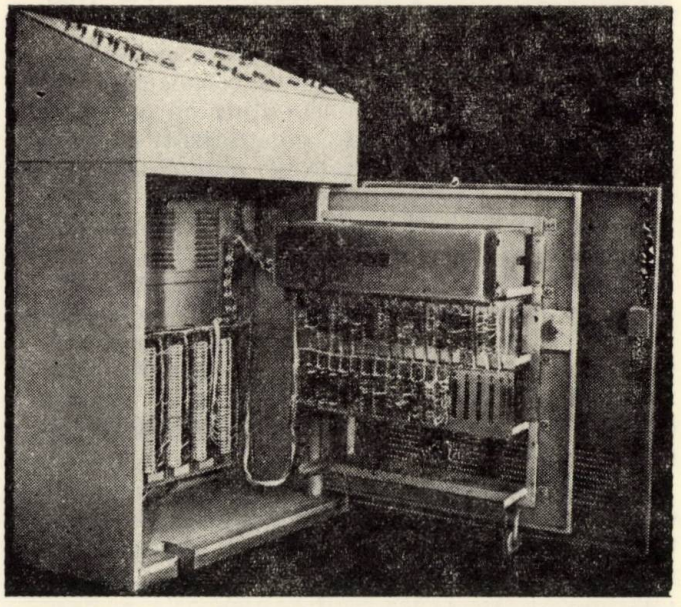
În domeniul aparaturii cu separare în timp s-au elaborat şi pus în exploatare pînă în prezent o serie de echipamente realizate pentru utilizări specifice. Astfel a fost realizată şi pusă în funcţiune aparatura de telemecanică tip TC-4, utilizată la conducte magistrale de gaze (Sebeş Alba—Alba Iulia). Aparatura se compune din două părţi : aparatură ritmică pentru telemăsură-telesemnalizare şi aritmică pentru telecomandă şi telereglare. Sincronizarea informaţiilor se efectuează start-stop, sinfazarea periodică cu impuls codificat. Afişarea informaţiilor de telemăsură se poate realiza analogic sau numeric cu conversie de scală.

A fost realizată de asemenea o aparatură de telemecanică în cod de impulsuri pentru obiecte concentrat-dispersate multifuncţională (tip T-A), care permite realizarea de variante de tip centralizat (cu post unic de dispecer) pentru configuraţie liniară sau radială a canalelor de telecomunicaţie şi de tip post-la-post (de tip bilateral). Aparaturile de telemecanică din seria T-A pot fi utilizate pentru telemecanizarea proceselor, în care fiecare post controlat are un volum mediu sau mare de informaţie (de exemplu 10—50 telecomenzi, 10—100 telesemnalizări, telemăsuri numerice). Exemple tipice pot fi procesele energetice (sisteme energetice de tracţiune electrică), conductele magistrale de ţiţei şi gaze etc. Aparaturile din seria T—A realizează funcţiunile de telecomandă, telesemnalizare, telereglare, telemăsură. Aparatura permite transmiterea intermitentă (aritmică) a telecomenzilor şi transmiterea ciclică, permanentă sau la cerere, a telesemnalizărilor şi telemăsurilor. Aparaturile din seria T—A pot funcţiona



a

Fig. 18. Echipament de comutaţie statică pentru utilizări în energetică.



b

pe orice canal de tip telegrafic care respectă recomandările CCITT, cu viteză de transmitere a informaţiei cuprinsă între 50 şi 1 200 Bd. Aparatura realizează o siguranţă deosebit de ridicată prin folosirea unor mijloace eficiente de detecţie şi corecţie a erorilor. Din punct de vedere constructiv, aparatura este realizată cu

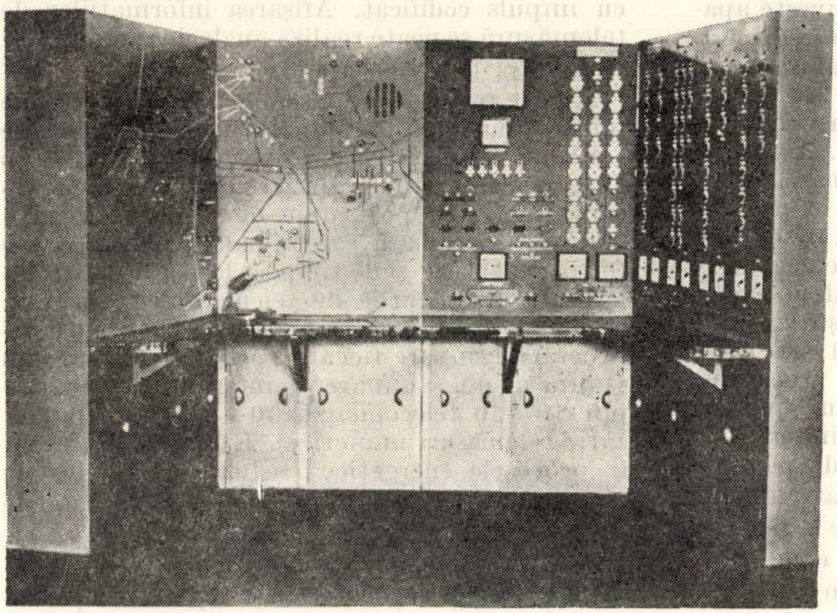


Fig. 19. Pupitru de comandă Copşa-Mică.

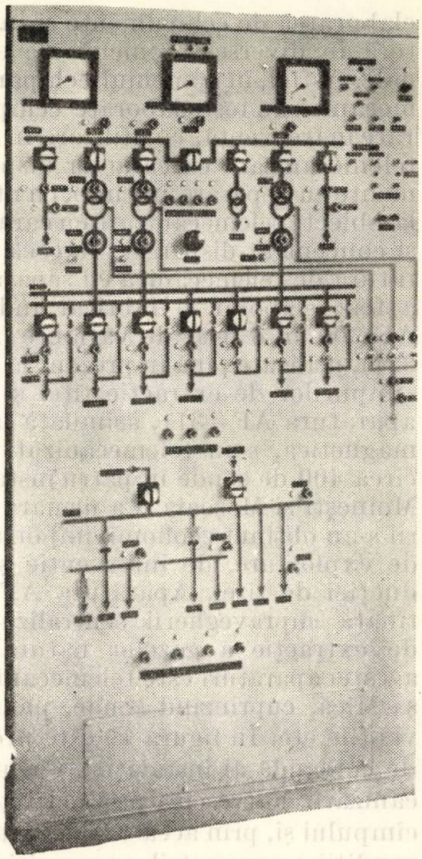


Fig. 20. Aparatură tip T—A pentru telemecanizarea staţiilor de tracţiune ITB. Panoul de dispecer.

blocuri funcţionale tipizate UNILOG. O primă aparatură, în varianta multifuncţională de tip centralizat pentru o configuraţie radială a canalelor, conţinînd telecomenzi, telesemnalizări şi telemăsuri, a fost realizată şi experimentată, fiind destinată telemecanizării staţiilor de transformare-redresare pentru tracţiune ITB (fig. 20).

În cadrul institutului s-au abordat cercetările privind elaborarea unui sistem telemecanic de uz larg industrial care constă dintr-un complex de soluţii tehnice tipizate, concretizate în programe, blocuri funcţionale şi moduri tip de combinare a blocurilor în ansambluri, permiţînd pe această bază realizarea de echipamente specializate, variate ca funcţiuni, capacitate, viteză, precizie, canal, distanţă etc. O primă aplicaţie industrială a constituie echipamentul de telemecanică pentru alimentarea tracţiunii electrice feroviare pe porţiunea Orşova — Caransebeş — Cîlnic, care urmează să fie livrată de către FEA. pe baza documentaţiei IPA, în cursul anului 1970.

Pentru pregătirea condiţiilor privind introducerea telemecanizării în diverse procese industriale este necesar să se efectueze cercetări şi măsurări asupra perturbaţiilor din canalele de telecomunicaţie utilizate. În acest sens, în institut s-a elaborat o aparatură adecvată pentru măsurări asupra erorilor în sisteme de transmitere directă a informaţiei. Aparatura (fig. 21) se poate utiliza pentru verificarea canalelor de transmise discretă din telegrafie, telemecanică, transmitere de date şi constă dintr-un generator de

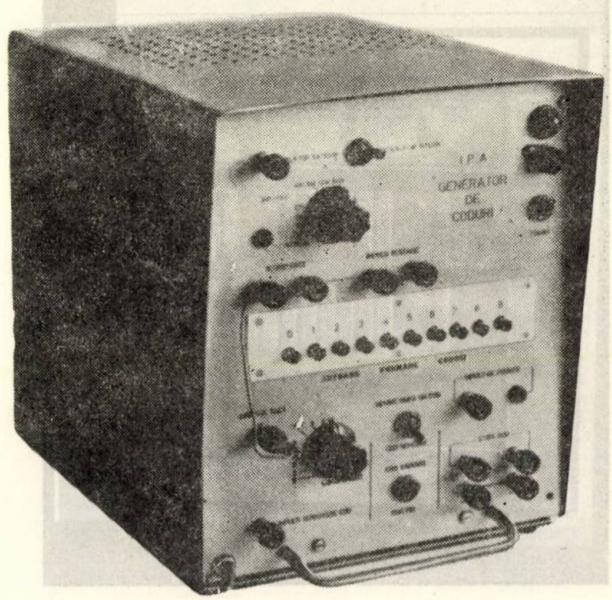


Fig 21 *a*)

coduri, receptor de coduri, analizor de erori şi numărător. Aparatura a fost încercată în laborator şi pe teren, fiind folosită la măsurări pe canale de 50 Bd, pe linii telegrafice interurbane ale MPT, şi 1 200 Bd pe linie telefonică urbană. Printre primele rezultate obţinute au fost sugestii de îmbunătăţire a reglajului liniilor telegrafice şi o reducere substanţială a frecvenţei erorilor pe linia telefonică urbană prin eliminarea unora din sursele de perturbaţii.

În cadrul institutului s-au relizat de asemenea o serie de echipamente pentru centralizarea informaţiei (cu utilizare la transportul feroviar). Astfel, s-a realizat o primă instalaţie experimentală de centralizare electrodinamică cu comutaţie statică, care funcţionează din anul 1967 în staţia Herăstrău, urmînd ca beneficiarul să decidă asupra extinderii şi asimilării în fabricaţie a unor soluţii similare cu comutaţie statică.

În cursul anului 1968 a fost realizată instalaţia de supraveghere centralizată a încărcării utilajelor, care permite de la un punct dispecer înregistrarea continuă a datelor privind starea de funcţionare a maşinilor-unelte, a cauzelor care duc la staţionare, precum şi a unor date referitoare la rezultatele producţiei (fig. 22). Datele se înscriu pe bandă de hîrtie cu un teleimprimator şi simultan se perforează banda, putînd fi prelucrată în timp real, periodic sau la cerere, la un centru de calcul. Instalaţia permite obţinerea a opt informaţii distincte de la fiecare maşină. Semnalizarea cauzelor care au dus la întreruperea funcţionării maşinii se face simultan la dispecer şi la serviciile funţionale, în atribuţia cărora intră înlăturarea lor, realizîndu-se astfel

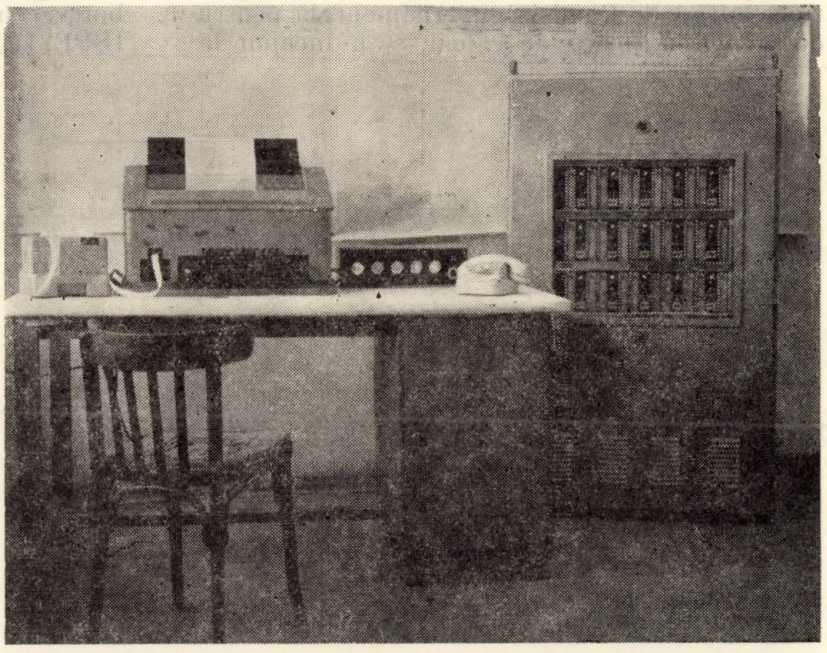


Fig. 22. Instalaţie de supraveghere a încărcării utilajelor.

maximul de operativitate. O instalaţie experimentală pentru supravegherea a 15 maşini-unelte a fost pusă în funcţiune la o linie tehnologică de la uzinele Timpuri noi. O instalaţie prototip pentru supravegherea a 50 de maşini s-a executat la uzina Electromagnetica, urmînd ca asemenea instalaţii să se aplice în special în uzine constructoare de maşini.

În cadrul institutului se efectuează o serie de lucrări de cercetare şi proiectare privind introducerea calculatoarelor pentru conducerea proceselor tehnologice. Pînă în prezent IPA a participat la introducerea primelor echipamente de calcul în siderurgie şi energetică. Astfel, a fost introdus, cu participarea IPA, un calculator numeric pentru comanda tăierii optime a laminatelor la Combi-

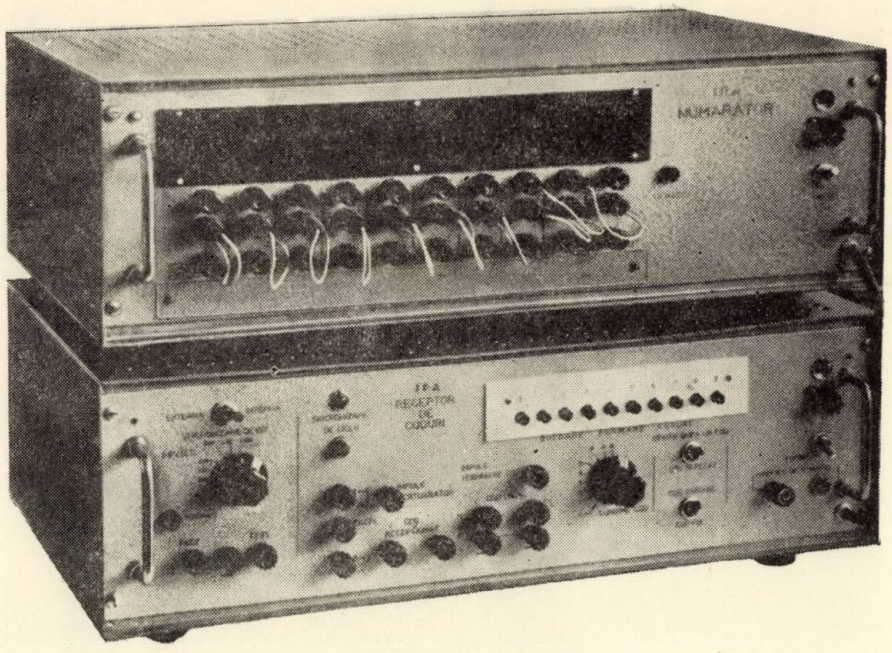


Fig 21 *b*)

Fig. 21. Aparatură pentru măsurări asupra erorilor în canalele discrete : *a* — generator de coduri ; *b* — receptor de coduri.

natul siderurgic Hunedoara. Specialiştii din institut au participat la punerea în funcţiune a echipamentelor de calcul din Combinatul siderurgic Galaţi. A fost introdus, cu participarea IPA, un echipament de calcul la termocentrala Luduş.

În prezent, pe baza unui program de perspectivă, iniţiat de Comisia guvernamentală pentru dotare cu mijloace de calcul, s-au început la IPA o serie de studii şi cercetări privind introducerea mijloacelor de calcul în procese tehnologice, în primul rînd în industria chimică şi petrolieră, energetică, fabrici de ciment, metalurgie. Studiile şi cercetările se vor efectua în strînsă colaborare cu catedrele de specialitate din Institutul politehnic Bucureşti, precum şi în colaborare cu o serie de institute tehnologice ca ISPE, IPRAN, IPROCHIM, IPROMET, IPL.

Ing. N. DRAGOMIR
Directorul uzinei Electromagnetica

Echipamente de telecomunicaţii

În cadrul amplului proces de dezvoltare a industriei în România socialistă, un loc de seamă îl ocupă dezvoltarea industriei echipamentului de telecomunicaţii.

Această dezvoltare îşi găseşte expresia în preocuparea permanentă a partidului şi statului nostru pentru accelerarea ritmului de dezvoltare a sectorului electrotehnic şi, o dată cu aceasta, a producţiei de echipamente de telecomunicaţii.

În acest scop, an de an au fost alocate însemnate fonduri de investiţii pentru dezvoltarea capacităţilor de producţie şi asimilarea de noi produse, pregătindu-se astfel condiţiile în vederea realizării obiectivelor stabilite de Congresul al IX-lea al Partidului Comunist Român cu privire la automatizarea telefoniei interurbane.

În domeniul telecomunicaţiilor, pentru satisfacerea nevoilor crescînde ale economiei naţionale se prevede extinderea capacităţii centralelor telefonice automate urbane, în primul rînd în principalele oraşe şi centre industriale. În acelaşi timp există şi o preocupare de seamă în introducerea şi extinderea automatizării interurbane.

Realizarea practică a obiectivelor stabilite prin planurile cincinale cu privire la dezvoltarea producţiei de telecomunicaţii are loc în cadrul uzinei Electromagnetica din Bucureşti, ca unică întreprindere producătoare de echipamente de telecomunicaţii.

Această unitate industrială a cunoscut o amplă dezvoltare, fiind capabilă să asigure în măsură tot mai mare livrarea de echipamente de telecomunicaţii la nivelul cerinţelor crescînde ale economiei naţionale.

Numai în perioada ultimilor 2—3 ani s-au alocat fonduri de investiţii pentru dezvoltarea capacităţilor de producţie ale acestei uzine cu 436% mai mult faţă de perioada 1962—1965.

O pondere importantă în cadrul fondurilor de investiţii alocate o deţine înzestrarea uzinei cu maşini-unelte şi echipament tehnologic de înaltă productivitate care să asigure realizarea unor produse de nivel calitativ corespunzător tehnicii actuale.

Pentru a ilustra dezvoltarea producţiei de echipamente de telecomunicaţii este suficient să arătăm că în perioada anului 1968 aceasta a crescut peste două ori faţă de anul 1965.

În figura 1 este prezentat graficul privind dezvoltarea fabricaţiei principalelor produse de telecomunicaţii.

Paralel cu dezvoltarea producţiei de telecomunicaţii s-a urmărit reducerea continuă a importului de piese şi materiale prin asimilarea fabricaţiei în ţară, la uzina Electromagnetica sau la alte uzine din sectorul electrotehnic.

De asemenea, o preocupare deosebită a constituit-o reducerea continuă a cheltuielilor de fabricaţie şi pe seama creşterii productivităţii muncii.

Ca urmare a acestor măsuri, costurile de fabricaţie au fost reduse la principalele produse de telecomunicaţii în perioada 1968 faţă de 1965 cu 18%, iar productivitatea muncii a crescut cu 17.

Conducerea partidului şi statului nostru acordă o atenţie deosebită strîngerii legăturilor ştiinţifice cu producţia, permanentizării şi adîncirii colaborării activităţii de cercetare cu unităţile de producţie materială.

În prezent, coordonarea activităţii de cercetare, organizarea muncii ştiinţifice pe baza unor planuri comune ale cercetării şi industriei care prevăd şi valorificarea pe linie de stat sau departamentală a rezultatelor mai importante, fac posibilă nu numai colaborarea mai strînsă dintre diversele institute ştiinţifice şi uzină, dar şi stabilirea unor condiţii optime de organizare a valorificării industriale a cercetărilor.

Pe linia preocupărilor pentru asimilarea de noi produse care să satisfacă necesităţile mereu crescînde ale sectorului de telecomunicaţii, personalul tehnico-ingineresc de specialitate din uzina Electromagnetica a colaborat cu institutele de cercetări, contribuind activ la realizarea de scheme originale pe baza pieselor fabricate în ţară.

Dezvoltarea capacităţilor de producţie ale uzinei, concomitent cu ridicarea calităţii produselor la nivelul cerinţelor actuale, a creat condiţiile pentru realizarea de produse pentru export, ca de exemplu: aparate telefonice automate, contoare electronice, iar pentru exportul indirect un număr important de aparate de măsură şi control.

Satisfacerea tot mai deplină a cerinţelor economiei naţionale cu privire la producţia de echipamente de telecomunicaţii impune dezvoltarea în continuare a capacităţilor de producţie şi a asimilării de noi produse.

Pe baza actualului program de investiţii în curs de desfăşurare, la sfîrşitul anului 1970 uzina Electromagnetica va dispune de o capacitate de producţie pentru fabricaţia de echipamente de centrale telefonice automate, de sisteme de curenţi purtători şi de aparate telefonice care să permită ca într-un singur an să se realizeze

o producţie de echipamente de telecomunicaţie echivalentă cu cea realizată în întreaga perioadă 1965—1968.

1. Descrierea unor echipamente moderne de telecomunicaţii produse în R. S. România

Între principalele produse de telecomunicaţii care se execută în prezent în uzina Electromagnetica, un produs reprezentativ îl constituie ramele terminale tip ST—24 echipate cu sisteme de curenţi purtători cu 24 de căi tranzistorizate.

Aparatajul se compune din două unităţi terminale montate pe rame, unităţi care se instalează la cele două capete ale liniei. Dimensiuni de gabarit 2 600 × 660 × 600 mm (fig. 2).

Sistemul ST—24 funcţionează pe patru fire, avînd banda vocală transmisă 0,3—3,4 kHz.

Pentru a evita folosirea cuarţurilor, în schemele de filtrare, sistemul se bazează pe varianta cu premodulare pentru formarea grupului primar.

Semnalele pentru translaţia de cale, de grup şi de pregrup se obţin de la un generator cu

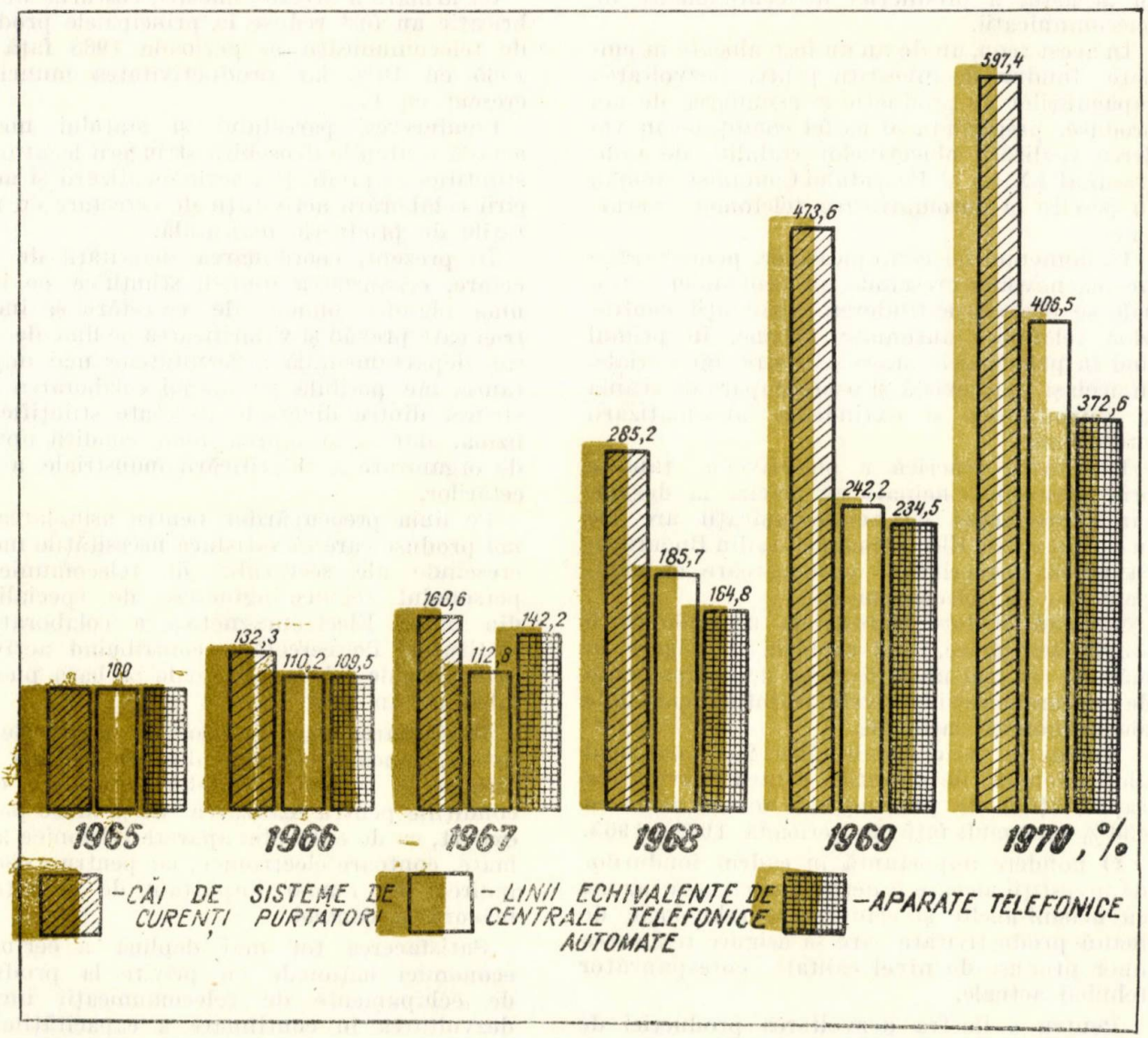


Fig. 1

Aceste sisteme sînt destinate măririi capacităţii de trafic a cablelor simetrice prin adăugarea a 24 de căi telefonice în banda 12—108 kHz sau prin transmisia simultană a 22 de convorbiri telefonice, două căi din sistem fiind încărcate cu cîte 24 de căi telegrafice.

semnale sinusoidale cu mare stabilitate de frecvenţă, funcţionînd pe 4 kHz cu generator de cuarţ.

Pentru obţinerea unor distorsiuni neliniare cît mai reduse în procesul de translaţie a diverselor spectre de frecvenţă se folosesc purtători

cu unde dreptunghiulare. Aceştia se obţin din semnale sinusoidale trecute prin etaje saturate puternic pentru ambele alternanţe ale sinusoidei.

Pentru reglarea nivelului semnalului în linie, sistemul este prevăzut cu o frecvenţă pilot de 112 kHz, reglajul pilotului făcîndu-se manual.

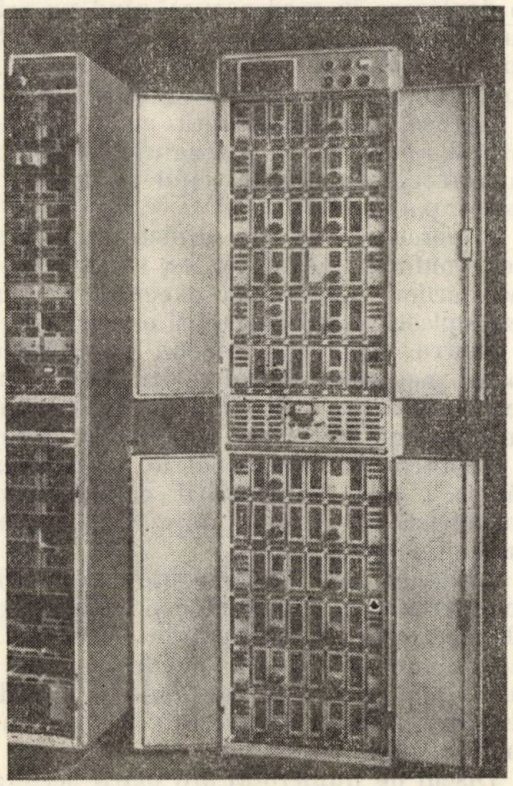


Fig. 2

Rama conţine un nepermetru activ, un nepermetru pasiv, un generator de 800 Hz şi un panou de convorbire cu ajutorul căruia se poate efectua o convorbire în terminal.

Unul dintre principalele obiective care au fost atinse la realizarea acestui produs se referă la miniaturizare, aceasta asigurîndu-se în special prin folosirea schemelor cu transistoare.

De o deosebită importanţă este faptul că prin fabricarea sistemelor ST-24 uzina noastră a eliminat importarea acestui tip de echipament.

Un alt produs nou care a trecut în faza de fabricaţie în uzina noastră în cursul anului 1968 este repetorul vocal tip RVT-2. Acest echipament are ca scop amplificarea transmisiilor de frecvenţă vocală pe linii lungi în montaje pe două sau patru fire, putînd funcţiona pe circuite aeriene şi pe cabluri simetrice, adaptarea liniilor la repetor făcîndu-se în afara ramei cu ajutorul bobinelor translatoare. Dimensiunile de gabarit sînt : 2 600 × 600 × × 225 mm.

Una dintre cele mai importante realizări tehnice ale echipamentului repetor vocal RVT-2 constă în aceea că schema unităţii de apel permite funcţionarea repetorului în circuite cu exploatare manuală, semiautomată şi automată — deci pentru funcţionarea şi pe circuite echipate cu automatul interurban.

Dimensiunile echipamentului sînt mult reduse, fiind conceput într-o construcţie modulară, care este aplicată la toate echipamentele de curenţi purtători, produse şi de alte firme.

Schemele sînt complet transistorizate, realizate pe circuite imprimate; apelul se realizează cu relee miniatură, iar conectoarele sînt de asemenea miniaturizate.

Rama este echipată cu maximum 24 de repetoare vocale (patru sertare cu cîte şase repetoare fiecare), un panou de măsurători conţinînd panoul de verificare a apelului, nepermetrul, oscilatorul de 800 Hz, panoul de convorbire, precum şi filtrul de ramă — şi un panou de semnalizare şi alimentare (fig. 3).

Calitatea de „universal" a acestui echipament se referă la înaltul grad de flexibilitate; el se adaptează la toate modurile de funcţionare a liniilor de frecvenţă vocală, prin modificarea anumitor conexiuni sau prin reamplasarea anumitor plăci imprimate.

După locul unde se montează pe circuite, repetorul poate funcţiona în următoarele moduri :

— repetor intermediar sau terminal în montaj 2/2 fire;

— repetor intermediar sau terminal în montaj 4/4 fire;

— repetor terminal 4/2 fire;

— repetor terminal 2/2 fire, cu translaţia apelului în curent continuu pe fire de semnalizare;

— repetor terminal 4/2 fire, cu translaţia apelului în curent continuu pe fire de semnalizare.

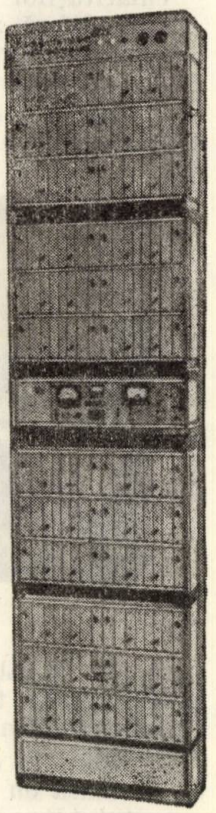


Fig. 3

De asemenea, folosirea repetorului nu este legată de un anumit tip de linie, putînd fi cu uşurinţă trecut de pe o parte pe alta, fără a crea probleme dificile în realizarea echilibrorului.

Astfel, banda de frecvenţă pe care lucrează este comutabilă, filtrele avînd următoarele frecvenţe de tăiere : 3,4 sau 2,4 kHz şi respectiv 3,1 kHz, comutabilă cu 2,7 kHz.

Unul dintre principalele obiective care au fost urmărites ă fie realizate prin pro-

iectarea ramei de repetoare vocale a fost simplificarea constructivă, în scopul unei bune siguranţe în funcţionare.

Uşurinţa întreţinerii acestui echipament a fost asigurată prin accesibilitatea din faţă a oricărei părţi electrice sau mecanice a ramei.

Fig. 4

Asimilarea şi introducerea în reţeaua naţională de telecomunicaţii a centralelor telefonice automate şi a sistemelor de curenţi purtători a determinat necesitatea îmbunătăţirii continue a proprietăţilor aparatului telefonic, care constituie unul dintre cele mai importante elemente ale canalului telefonic. Aparatele telefonice, funcţionînd în legătură cu centralele telefonice, trebuie să corespundă particularităţilor sistemelor şi tipurilor de centrale, care diferă prin natura punţii de alimentare, modul şi caracteristicile de semnalizare, modul şi caracteristicile de comandă a selecţiei etc.

Pentru a satisface exigenţa mereu crescîndă a abonaţilor telefonici, uzina electromagnetica

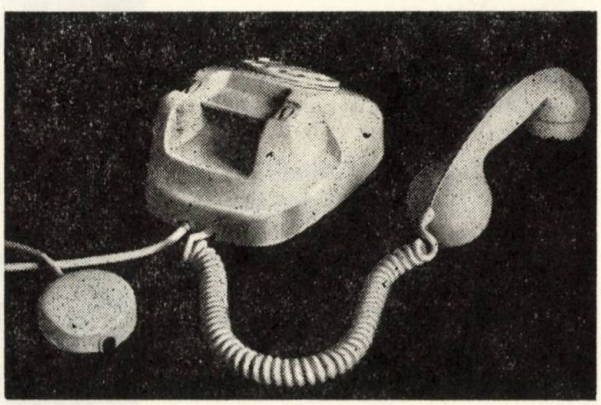


Fig. 5

a pus în fabricaţie, în ultimii ani, un nou tip de aparat telefonic de abonat, căruia i s-au adus continuu îmbunătăţiri.

Noul tip de aparat este un aparat telefonic de masă cu microreceptor şi cu disc de numerotaj (disc fals) pe carcasa aparatului. Microreceptorul este aşezat transversal în poziţia clasică.

Carcasa aparatului are un capăt atrăgător şi este incasabilă, fiind executată din material termoplastic ABS, într-o mare varietate de culori (gri, ivoar, negru etc.).

Forma carcasei asigură o poziţie de aşezare stabilită spre care microreceptorul va tinde să se deplaseze în mod natural cînd nu este bine pus în poziţia respectivă. Alte poziţii stabilite nu există sau sînt departe de cea normală, atrăgînd atenţia asupra aşezării greşite (fig. 4 şi 5).

Carcasa este prevăziută cu un locaş permiţînd apucarea cu o singură mînă, chiar cu microreceptorul aşezat, cînd se doreşte deplasarea aparatului.

Microreceptorul, de dimensiuni caracteristice, conform măsurătorilor statistice şi recomandărilor CCITT, este executat din material termoplastic ABS în aceeaşi culoare cu carcasa.

Pentru protejarea urechii ascultătorului la şocuri acustice, datorite tensiunilor parazite accidentale provenite din reţea, s-a prevăzut un varistor conectat la capsula receptoare.

Traductorul electroacustic de tip capsulă, căruia i s-au îmbunătăţit caracteristicile, se conectează în circuit prin resoarte, uşurînd înlocuirea lui periodică.

Cordonul de microreceptor, construit din conductoare cu fire leonice şi izolaţie din mase plastice, este de tip spiralat extensibil. Acest tip de cordon este mai puţin expus la distrugerea prin înnodare sau îndoire, iar datorită revenirii sale la forma iniţială nu împiedică manipularea aparatului.

Discul de numerotaj are placa perforată din material termoplastic transparent care asigură vizibilitatea cifrelor chiar în timpul numerotării, iar placa cu cifre are cifrele înglobate în corpul ei, ceea ce face imposibilă ştergerea prin manipulare de către abonaţi. La construcţia discului s-au utilizat pe scară largă materiale termoplastice ,obţinîndu-se o funcţionare silenţioasă a mecanismului, acesta fiind protejat de praf cu un capac de protecţie.

Soneria este prevăzută cu un buton de reglaj al nivelului acustic al sunetului, accesibil abonatului din afara apartului.

Pe placa de bază se află o cutie din material termoplastic cuprinzînd bobina de inducţie, condensatoarele, elementele antiparazite, contactele furcii şi bornele de conexiuni. Această construcţie evită necesitatea unei forme de cablu şi oferă posibilitatea înlocuirii rapide a întregului ansamblu chiar la abonat.

De asemenea, uzina Electromagnetica a pus în fabricaţie, în ultimii ani, un nou tip de aparat telefonic public cu monedă. Aparatul care este destinat convorbirilor urbane funcţionează pe linii individuale în reţelele telefonice automate de tip rotativ, prevăzute cu un circuit adaptor.

Noul tip de aparat este un aparat telefonic de perete avînd o cutie metalică rezistentă la lovituri şi intemperii şi cu microreceptorul protejat împotriva manipulărilor dure şi atîrnat pe o furcă. Aparatul este prevăzut cu o casetă colectoare pentru circa 600 monede a 0,25 lei. Accesul la caseta colectoare se face printr-un capac prevăzut cu o broască şi cheie specială, avînd şi posibilitatea de sigilare.

Accesul la echipamentul telefonic se face printr-un capac prevăzut cu broască şi cheie specială, de alt tip decît cele pentru caseta colectoare. Aparatul este prevăzut cu o etichetă cu instrucţiuni de folosire de către public.

2. Echipamente aflate în studiu sau în curs de asimilare

Specialiştii uzinei Electromagnetica nu se mulţumesc numai cu elaborarea unor soluţii constructive pe baza schemelor stabilite de cercetători, ci participă efectiv la realizarea unor lucrări. În prezent ei au în vedere organizarea aplicării mai multor soluţii, fie prin planul de stat, fie prin cel departametal.

Dintre acestea, în domeniul echipamentelor de curenţi purtători, menţionăm repetoarele vocale transistorizate (cercetare încheiată în 1968), repetoarele intermediare pentru sistemele de curenţi purtători cu 60 de căi (cuprinsă în planul departamental pe 1969) şi alte rezultate obţinute în colaborare cu Institutul de cercetări de telecomunicaţii.

Pentru perspectivă, în uzina noastră urmează să se asimileze sisteme terminale de 60 de căi, echipamente repetoare pentru sisteme de 60 de căi, sisteme de 300 de căi şi echipamente repetoare pentru sisteme de 300 de căi, precum şi sisteme telegrafice de 24 de căi cu vitzea de 50 baud şi viteze sporite. La acestea se urmăreşte miniaturizarea, precum şi obţinerea unor performanţe cît mai ridicate care să permită încadrarea în recomandările internaţionale.

Sistemele de 60 de căi vor fi relizate astfel încît să servească drept bază pentru construcţia sistemelor multicanale de 300 de căi.

Spectrul transmis în linie la sistemele de 60 de căi este de 12—252 kHz, iar pentru sistemele de 300 de căi este de 60—1 300 kHz; impedanţele în punctele de tranzit vor fi de 150 ohmi simetrice pentru ST-60 şi 75 ohmi asimetrice pentru sistemele de 300 de căi.

De asemenea, aparatura terminală va putea fi folosită şi la transpunerea într-un spectru diferit de cele de mai sus, de exemplu în cazul folosirii pe linii de radiorelee.

Spectrele transmise în linie vor fi obţinute prin translaţii succesive, folosind grupele de bază recomandate de CCITT, şi anume:

— grupul primar *B* în banda frecvenţelor 60—108 kHz;

— grupul secundar *B* în banda frecvenţelor 312—352 kHz.

În aparatura translatoarelor trebuie prevăzută posibilitatea controlului şi a reglajului automat al amplificării grupei primare şi secundare cu ajutorul frecvenţelor de control de 84,14 kHz şi 411, 86 kHz, cu posibilitatea trecerii reglajului automat de nivel pe poziţia reglaj manual.

Aparatura terminală va trebui să permită folosirea secundară a căilor, şi anume:

— canale radio prin folosirea a trei canale telefonice;

— telegrafie tonală cu o putere de 135 mW în punctul de nivel zero al căii telefonice;

— telegrafie tonală cu o putere de 270 mW în punctul de nivel zero al căii telefonice;

— fototelegrafie cu o putere de 600 mW în punctul de nivel zero al căii telefonice;

— transmiterea de date cu o putere de 50 mW în punctul de nivel zero al căii telefonice.

Aparatura terminală a ST-60 şi ST-300 va trebui să corespundă din punct de vedere al încărcării cu circuitul fictiv de referinţă CCITT.

Necesităţile mereu crescînde ale dezvoltării comutaţiei telefonice automate au determinat extensia comunicaţiilor la mare distanţă — comunicaţii automate interurbane şi internaţionale, concomitent cu mărirea capacităţii centralelor telefonice urbane.

O asemenea situaţie a pus în evidenţă necesitatea de mărire a vitezei de stabilire a comunicaţiei, a siguranţei şi fidelităţii sale.

Abonatul actual pretinde o comunicaţie rapidă, sigură şi de bună calitate la scara naţională şi, într-un viitor apropiat, la scara mondială.

Ţinînd seamă de acestă situaţie, sistemele telefonice care lucrează pe principiu rotativ, cu mişcări ample şi frecări, nu pot satisface aceste cerinţe.

Sistemul de comutaţie telefonică automată în curs de asimilare la uzina Electromagnetica reprezintă unul dintre cele mai moderne sisteme de comutaţie.

Performanţele sale sînt obţinute datorită realizării elementelor de comutaţie de bună calitate, ca şi schemelor funcţionale.

Comutatorul Crossbar, care asigură robusteţe, siguranţă şi viteză mare de acţionare, constituie unul dintre elementele esenţiale care caracterizează sistemul Crossbar. Mărirea vitezei de acţionare conduce la reducerea numărului de organe de control, ocupate în timpul stabilirii circuitului de conversaţie; contactele fiind stabilite prin presiune şi nu prin frecare, uzura este practic imperceptibilă chiar după un număr apreciabil de operaţii. În consecinţă întreţinerea este mult simplificată.

Sistemul Crossbar realizează o separare completă între unitatea de control şi reţeaua de conexiune, utilizînd pentru acţionarea şi controlul lanţului de conversaţie grupe de fire dis-

tincte de cele ale reţelei de conexiune, schimbul de informaţii făcîndu-se în cod 2 din 5.

Separarea organelor de control a permis simplificarea organelor de selecţie asigurînd o bună calitate a trasmisiei.

Unităţile de selecţie sînt constituite din etaje conectate între ele conform principiului „link sistem".

Din această cauză, realizarea proiectelor de centrale este simplificată pentru orice tip şi capacitate. Ele pot fi uşor făcute şi pentru extensii.

Din punct de vedere constructiv elementele funcţionale, şi aume releele standard, multiselectoarele (fig. 6), releele cvintuple, contoarele magnetice, elementele electrice, aparatele diverse şi accesoriile sînt montate în cadre, cadrul reprezentînd unitatea de montaj a sistemului Crossbar.

Elementele care constituie centralele Crossbar sînt standardizate şi în consecinţă fabricarea, asamblarea şi întreţinerea lor sînt realizate cu uşurinţă.

Sistemul este realizat pentru comutaţie telefonică automată urbană, interurbană, internaţională, rurală şi de instituţie, putînd satisface orice trafic telefonic. În marile oraşe, unde traficul telefonic este intens, se pot introduce centrale tandem, care asigură o organizare perfectă a reţelei telefonice, atît din punct de vedere tehnic, cît şi economic.

Prin utilizarea elementelor logice electronice pentru transmiterea informaţiilor la distanţă, a codurilor de multifrecvenţă şi a sistemului de codificare cu autocontrol, timpul de stabilire a comunicaţiilor distante este redus considerabil, posibilităţile de selecţie eronate fiind complet înlăturate.

Traficul urban, interurban şi rural poate fi deservit pe rute directe sau rute ocolite, ceea ce dă posibilitatea de a se crea o reţea telefonică eficientă.

Circuitele centralelor Crossbar pot satisface toate exigenţele şi toate serviciile de exploatare impuse centralelor moderne urbane, internaţionale, rurale şi de instituţie,

Centralele Crossbar, fiind instalate în marea majoritate a cazurilor în reţele telefonice existente, pot realiza interconexiuni cu orice tip de centrală.

În ceea ce priveşte întrebuinţarea, pentru simplificarea şi depistarea imediată a deranjamentelor au fost prevăzute circuite automate de verificare-robot cu cartele perforate, care indică defectarea imediat ce a apărut.

Vederea de ansamblu a unei centrale Crossbar este arătată în figura 7.

Aşa cum sa arătat mai înainte, selectoarele sistemului Crossbar nu au elemente de mişcare (perii mobile), fiind de tipul static. Toate conectările sînt făcute prin presiunea unor resoarte cu contacte similare cu acelea ale releelor, necesitînd o deplasare mai mică de un milimetru. Calitatea contactului este dată şi de faptul că, frecarea fiind mică, se pot utiliza pentru contacte metale preţioase.

Dacă se adaugă absenţa aproape completă a vibraţiilor, se poate explica de ce nivelul de zgomot este redus la o valoare foarte mică, lucru deosebit de important atunci cînd conexiunile sînt stabilite prin intermediul mai multor selectoare.

Comutatorul Crossbar (multiselectorul) serveşte la stabilirea conexiunii dintre o intrare dată şi o ieşire aleasă dintr-un anumit număr.

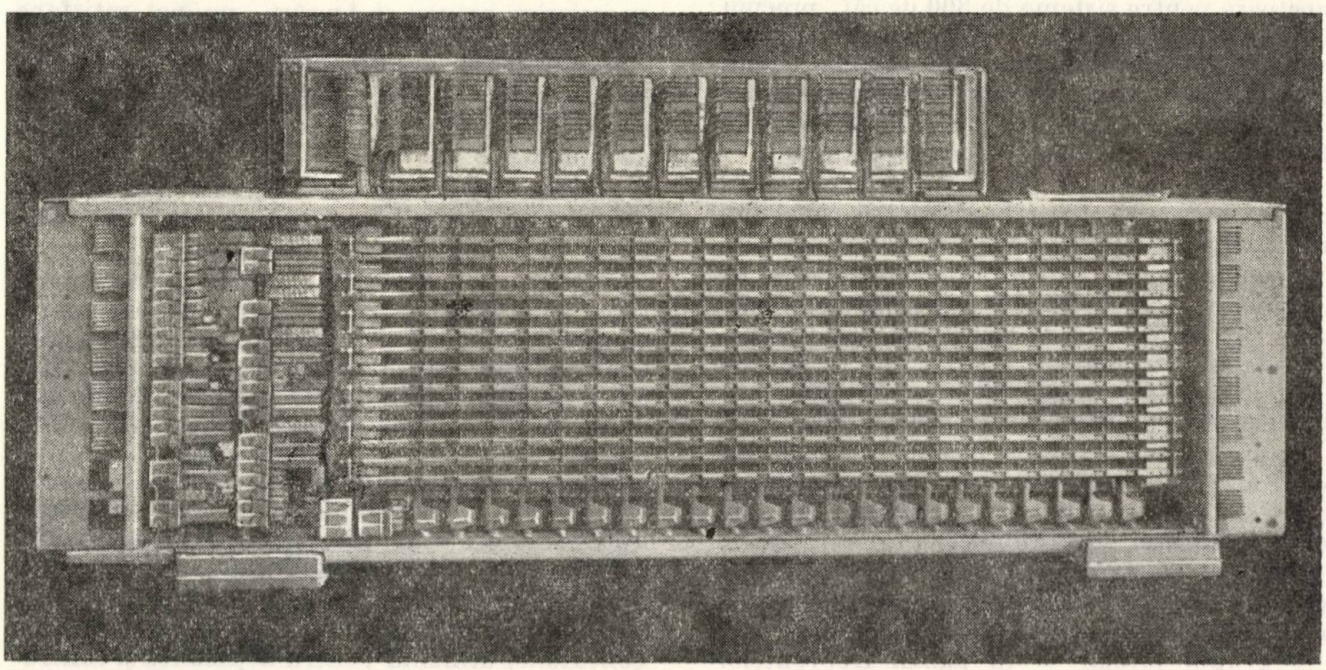


Fig. 6

El este format dintr-un număr de relee-selectoare, numite şi verticale, şi dintr-un număr de elemente de comandă, numite bare orizontale, fixate împreună pe un cadran metalic. Ansamblul mai poate fi numit selector cu coordonate, deoarece conexiunea se face la intersec-

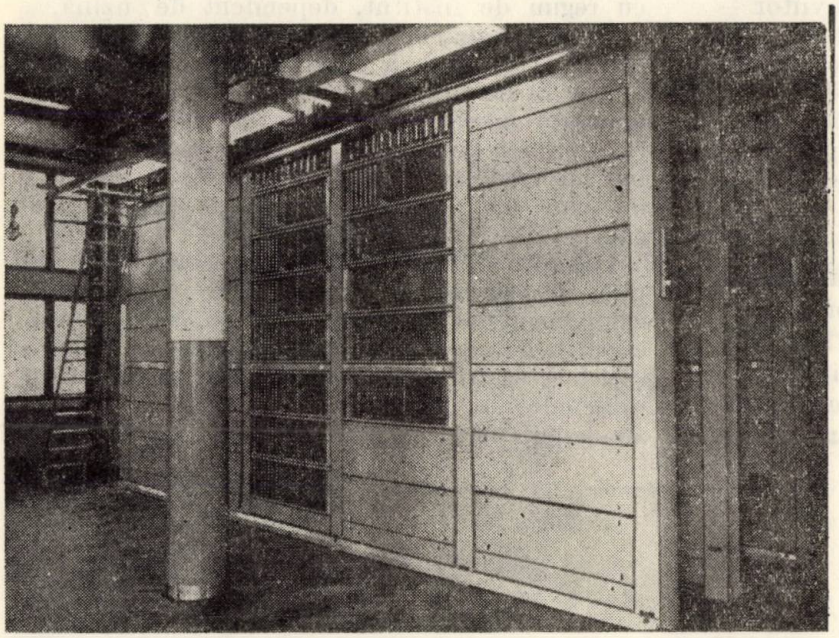


Fig. 7

tarea cu două coordonate de intrare şi ieşire. Denumirea Crossbar se datoreşte faptului că această conexiune este făcută în punctul de intersecţie a liniilor orizontale şi verticale, formate fizic de barele de acţionare.

Se înţelege că, în funcţie de numărul de selectoare (verticale), numărul unităţilor de selecţie (numărul liniilor de ieşire) şi numărul de conductoare pe o linie, se pot forma multiselectoare de capacităţi diferite.

În sistemul de centrale fabricat în prezent în R. S. România se folosesc multiselectoarele cu două ieşiri.

Avantajele multiselectorului descris îl constituie faptul că el necesită un număr relativ mic de piese diferite; reglarea se execută în prelabil pe elemente (selectoare, bare orizontale) şi apoi pe multiselectorul asamblat. Construcţia asigură o durată de viaţă mai mare decît 10 milioane pentru un selector şi 40 de milioane pentru o bară orizontală, ceea ce asigură şi în cazul releelor un timp de funcţionare pentru centrală de peste 30 de ani.

Pentru a fi în pas cu dezvoltarea tehnicii moderne în ceea ce priveşte aparatele telefonice, în următorii ani este în perspectivă asimilarea de noi tipuri. Astfel, se propune asimilarea unui nou aparat telefonic de abonat cu performanţe mult superioare actualului tip, destinat atît pentru uz intern, cît şi pentru export, care să poată fi conectat la orice tip de centrală telefonică automată electromecanică şi centrală manuală BC urbană şi de instituţie.

Aparatul, care va fi realizat în trei variante de utilizare derivate dintr-o singură formă constructivă, va avea schema normală sau transistorizată cu amplificare. De asemenea aparatul va fi prevăzut cu regulator automat al performanţelor electroacustice de transmisie.

Construcţia noului aparat va cuprinde o gamă mai largă de servicii, atît pentru abonaţii telefonici, cît şi pentru întreţinere în exploatare.

Pentru viitor se prevede modernizarea aparatului telefonic trecîndu-se la claviatură şi circuite transistorizate de impuls în curent continuu sau frecvenţe vocale în loc de disc rotativ şi chiar la înlocuirea soneriei cu un ton de apel transistorizat.

Pentru actualele centrale interurbane de sistem elecromecanic de tip Crossbar care vor fi fabricate la uzina Electromagnetica se prevede asimilarea unui nou aparat telefonic public cu monedă, destinat convorbirilor interurbane automate. Aparatul va funcţiona numai cu monede de 1 leu şi 3 lei aflate în circulaţie şi va fi un aparat telefonic de perete prevăzut cu semnalizare optică.

În viitorii ani este în perspectivă asimilarea a noi tipuri de aparate telefonice care să lărgească gama serviciilor abonaţilor telefonici, cum sînt :

— aparat telefonic de secretară pentru intercomunicaţii;

— aparat telefonic de apartament pentru blocuri;

— aparat telefonic de cabină pentru oficii telefonice;

— aparat telefonic cu difuzor pentru teleconferinţă;

— aparat telefonic cu înregistrare, apel şi răspuns automat.

3. Cercetarea de dezvoltare în domeniul telecomunicaţiilor şi perspective de viitor.

Sarcinile deosebit de importante pentru dezvoltarea industriei de echipamente de telecomunicaţii au determinat Institutul de cercetări de telecomunicaţii să studieze şi să proiecteze fabricarea în ţara noastră a echipamentelor de curenţi purtători, activitate care a condus în ultimă instanţă la evitarea importului.

Schemele elaborate de cercetătorii institutului permit folosirea în mare măsură a pieselor radio fabricate în ţară.

În cadrul activităţii desfăşurate de Institutul de cercetătări de telecomunicaţii, uzina Electromagnetica a primit un sprijin efectiv pentru sistemele de curenţi purtători cu o cale, cu trei căi şi 24 de căi, pentru repetoarele vocale transistorizate (RNT $_2$), pentru staţiile de amplificare deservite şi nedeservite, iar în viitor — în baza planurilor stabilite în comun — se va colabora pentru sistemele pe distanţe scurte, sistemele de curenţi purtători cu 300 de căi, echipamentele de linie pentru ST—300.

Colaborarea realizată permanent în ultimii ani, între institut şi uzină, a înlăturat ivirea unor neconcordanţe între proiectare şi fabricaţie, neajunsuri care în trecut duceau la modificărei constructive în faza de asimilare şi implicit la întîrzieri în punerea în fabricaţie. Dotarea uzinei Eletromagnetica în ultima perioadă cu aparatură de laborator tot mai perfecţionată face posibilă prelucrarea de către aceasta a unui număr de probleme de cercetare. Considerăm că dezvoltarea activităţii ştiinţifice, în special prin laboratoarele uzinale de cercetare, care sînt într-o deosebită dezvoltare, impune forme organizatorice noi.

Ne propunem a studia şi stabili concentrarea muncii de cercetare în cadrul unui sector, cu regim de institut, dependent de uzină.

În preocupările unui asemenea sector ar intra şi continuarea dezvoltării produselor asimilate în ultimii ani pentru a menţine în permanenţă fabricaţia la cerinţele tehnicii. Pentru evitarea paralelismului, acest sector va trebui să cerceteze întreaga activitate în anumite domenii ale echipamentelor de telecomunicaţii.

Din cele arătate rezultă că succesele obţinute pînă în prezent în ţara noastră în domeniul echipamentelor de telecomunicaţii, cum şi preocupările de viitor în acest domeniu, vor asigura satisfacerea tot mai deplină a cerinţelor mereu crescînde ale dezvoltării industriale a ţării şi ale populaţiei.

Ing. M. BARABANCEA
Director al Fabricii de elemente pentru automatizări

Elemente şi echipamente electronice de automatizare

Una dintre sarcinile importante, prevăzute de documentele Congresului al IX-lea al P. C. R., pe linia accelerării introducerii progresului tehnic, constă în asigurarea în ţară a bazei materiale pentru automatizare, prin realizarea unui program de asimilare a principalelor elemente ale sistemelor de reglare automată.

Ţinîndu-se seamă de principalele tendinţe ale tehnicii mondiale în domeniul elementelor de automatizare, dintre care amintim aici: dezvoltarea sistemelor unificate cu mărimi de intrare şi de ieşire standardizate, importanţa crescîndă a sistemelor electronice transistorizate, introducerea de traductoare de mare precizie acoperind domenii de măsurare foarte largi etc., în Fabrica de elemente pentru automatizări (FEA) s-au asimilat elementele sistemului electronic unificat de reglare automată E. Acest sistem se distinge prin caracteristici constructive şi tehnologice moderne, fiind utilizabil pe scară largă în aplicaţiile industriale ale automatizării proceselor lente.

Fabrica de elemente pentru automatizări (FEA), unitate modernă a industriei constructoare de maşini, a intrat parţial în funcţiune la data de 1 iulie 1967. De la această dată şi pînă la finele anului 1968 au fost puse în fabricaţie 114 tipuri de bază de elemente de automatizare, în mii de tipovariante; ca urmare numai în anul 1968 economia naţională a primit 14 250 aparate, dintre care circa 11 000 cu caracter metrologic, ceea ce reprezintă peste 1 000 bucle de automatizare. Cu aceste aparate au fost echipate instalaţii din mari unităţi industriale din ţară, cum sînt combinatele siderurgice de la Galaţi, Hunedoara şi Reşiţa, combinatele chimice şi petrochimice de la Borzeşti, Oraşul Gheorghiu-Dej, Săvineşti, Năvodari şi Piteşti, Uzina de aluminiu Oradea, Fabrica de antibiotice Iaşi etc.

Pentru a ilustra dinamismul dezvoltării capacităţii de producţie a fabricii noastre este suficient să arătăm că, dacă se ia ca bază anul 1967 (anul începerii fabricaţiei), în 1968 producţia globală a înregistrat o creştere de 85%, producţia marfă o creştere de 78%, iar pentru 1969 creşterea planificată a producţiei globale este de 366% şi cea a producţiei marfă de 392%.

Totodată, datorită calităţilor superioare şi în special a stabilităţii parametrilor în condiţii climatice dificile — tropical arid sau tropical umed — aparatele de automatizare fabricate de FEA sînt cerute la export în China, India, Pakistan, R. A. U., precum şi în U. R. S. S., R. D. G., R. S. C. etc.

1. Caracteristici generale ale elementelor de automatizare din sistemul electronic unificat E

Principiile directoare care stau la baza elaborării şi construcţiei elementelor de automatizare din sistemul electronic unificat E pot fi definite după cum urmează:

— posibilitate de măsurare cu precizie ridicată a principalilor parametri tehnologici din procesele industriale lente:

— posibilitate de transformare în semnul unificat a oricărui parametru măsurat;

— asigurarea unor modalităţi variate de prelucrare a semnalelor unificate;

— interschimbabilitate perfectă a aparatelor receptoare pentru parametrii tehnologici liniari sau liniarizaţi;

— sensibilitate redusă la perturbaţii, cum şi la acţiunea agenţilor fizici, chimici, mecanici etc.;

— posibilitatea utilizării în instalaţii de control centralizat, echipate cu maşini electronice de calcul;

— posibilitatea transmiterii semnalului unificat la distanţe mari, fără a se recurge la cabluri speciale;

— posibilităţi largi de extindere a utilizării tipurilor de bază prin realizarea acestora într-un număr mare de variante, diferind între ele prin domeniul de măsură, modul şi gradul de protecţie, funcţiuni suplimentare etc.:

— posibilitatea utilizării aparatelor în instalaţii echipate cu elemente aparţinînd diferitelor sisteme unificate:

— construcţie compactă, prin utilizarea dispozitivelor semiconductoare, a componentelor miniaturizate, a circuitelor imprimate etc.;

— realizarea blocurilor funcţionale prin combinarea de module tipizate a căror diversitate să fie redusă la minimum;

— tipizare a formelor, gabaritelor şi cotelor de montaj;

— siguranţă în funcţionare ridicată.

Evident, atingerea obiectivelor enunţate mai sus a fost posibilă numai prin alegerea judicioasă a schemelor funcţionale electrice şi mecanice, prin adoptarea unor tehnologii de execuţie moderne, prin utilizarea unor piese şi materiale de calitate superioară, selecţionate cu grijă şi supuse unor probe de lungă durată, prin verificarea minuţioasă a performanţelor aparatelor atît în condiţii standard, cît şi în condiţii grele de funcţionare etc.

În cele ce urmează ne propunem să facem o prezentare succintă a principalelor grupe de aparate din sistemul electronic unificat E,

ilustrînd prin exemple modul în care au fost aplicate, din punct de vedere funcţional şi constructiv, principiile enunţate mai sus.

Aparatele traductoare din sistemul E permit măsurarea tuturor parametrilor tehnologici de bază care intervin în procesele industriale: temperatură, presiune, nivel (densitate), debit, concentraţie, pH, umiditate, raport molar, conductibilitate electrică a apei etc.

Pentru a ilustra multitudinea de posibilităţi pe care o oferă beneficiarilor bogata gamă de traductoare fabricată la FEA este suficient să se arate că numai pentru măsurarea celui mai important parametru tehnologic — temperatura, întreprinderea noastră realizează o largă varietate de tipuri de termorezistenţe, termocuple, pirometre de radiaţie etc.

Astfel termorezistenţele de platină care permit măsurarea temperaturilor în domeniul −200...+ 500°C cu o precizie de ± 3% se realizează în următoarele variante:

— un unu sau două elemente sensibile;
— cu rezistenţă nominală — la 0 °C — de 50 sau de 100 ohmi;
— cu tuburi de protecţie din cupru, oţel, sau oţel inoxidabil;
— cu lungimi nominale de 250, 500, 750, 1 000, 1 250, 1 500, 1 750 şi 2 000 mm;
— cu diametre nominale de 12, 15, 20 mm.

Totodată, termorezistenţele pot fi realizate în următoarele construcţii speciale;

— pentru localuri;
— pentru depozite;
— în format miniatură;
— pentru presiuni mari;
— pentru medii explozive;
— rapide.

În ceea ce priveşte termocuplele fabricate de FEA, cele trei tipuri de elemente sensibile, PtRh-Pt, CA, Fe-Co, acoperă şapte game diferite de măsură cuprinse între 0 şi 450°C şi 0—1 600 °C, în următoarele variante;

— cu unu sau două elemente sensibile;
— cu tub de protecţie din oţel, oţel inoxidabil sau oţel refractar (pentru tipurile Ca şi Fe-Co) sau din ceramică aluminoasă (pentru tipurile PtRh-Pt);
— cu lungimi nominale de 250, 500, 750, 1 000, 1 250, 1 500, 1 750 sau 2 000 mm pentru tipurile CA şi Fe-Co şi de 500 sau 1 000 mm pentru tipurile PtRh-Pt.
— cu diametre nominale de 12,15, 20 sau 22 mm pentru tipurile CA şi Fe-Co şi de 10 sau 17 mm pentru tipurile PtRh-Pt.

Fiecare tip de termocuplu poate fi realizat în următoarele construcţii speciale.

— pentru presiuni înalte:
— pentru medii explozive;
— rapide;
— miniaturizate.

În sfîrşit, pirometrele de radiaţie totală, utilizate pentru măsurarea la distanţă a temperaturii suprafeţelor corpurilor încălzite, se execută cu una sau două baterii de termocuple cromel-constantan, în următoarele variante;

— cu domenii de măsură pînă la 200 °C;
— cu dispozitiv de răcire;
— cu dispozitiv de protecţie antiflacără;
— cu filtru de protecţie.

În ceea ce priveşte adaptorul pentru detectoarele de temperatură care transformă semnalele furnizate de termocuple şi termorezistenţe în semnal unificat tip ELT160, el poate fi cuplat la orice tip de temorezistenţă sau de termocuplu, precum şi la surse de mV, avînd domeniile de măsură minimum 0—5 mV şi maximum 0—6 ohmi, şi se execută de asemene în mai multe variante;

— cu domenii de măsură restrînse (sub 5 mV sau sub 6 mV);
— cu două intrări pentru măsurarea diferenţei dintre temperaturile determinate cu ajutorul a două termocuple sau a două termorezistenţe;
— pentru funcţionare în medii antiexplozive.

Aceeaşi gamă largă de posibilităţi o oferă beneficiarilor noştri numeroasele tipuri de traductoare de presiune — destinate măsurării presiunii-statice, absolute sau diferenţiale, din alte căror variante de execuţie merită amintite aici cele pentru fluide neutre. pentru fluide corosive, pentru domenii de măsură restrînse (cu deplasarea uneia sau ambelor limite ale domeniului de măsură), pentru funcţionare în medii explozive etc.

În plus, oricare dintre traductoarele de presiune fabricate la FEA utilizează acelaşi tip de adaptor — tipul ELT370 — care transformă o deplasare unghiulară în semnal unificat.

Pentru a ilustra gradul înalt de tipizare al schemelor electronice este util să se menţioneze că cele două adaptoare de bază ale sistemului unificat E — de temperatură şi de deplasare — folosesc acelaşi tip de amplificator curent alternativ şi acelaşi tip de conversie internă continuu-alternativ, realizată cu un modulator magnetic extrem de sensibil şi liniar.

Aparatele indicatoare şi înregistratoare din sistemul E sînt realizate pe principiul compensării electronice automate şi permit indicarea, respectiv înregistrarea precisă a semnalelor unificate, proporţionale cu parametrul tehnologic măsurat cu ajutorul traductoarelor.

Pentru a extinde posibilităţile de utilizare a diferitelor tipuri de aparate indicatoare sau înregistratoare (ceea ce duce implicit la micşorarea numărului de aparate necesare realizării unei bucle de reglare), ele sînt prevăzute cu numeroase funcţii suplimentare, individuale sau simultane, dintre care merită să fie amintite aici:

— funcţia M: sensibilizarea depăşirii limitelor inferioară şi/sau superioară cu indicare pe cadranul aparatului;

— funcţia K : aceeaşi ca mai sus, dar fără indicarea pe cadran;

— funcţia Ts : transmiterea semnalului de referinţă cu valoare reglabilă şi indicarea valorii pe cadran;

— funcţia I : transmiterea semnalului de integrare destinat aparatelor integratoare de debit tip FM791;

— funcţia S : semnalizarea depăşirii limitelor inferioară şi/sau superioară a înregistratoarele cu trei şi şase canale;

— funcţia B : protecţia pentru cazuri de avariere a aparatului care furnizează semnalul de măsură;

— funcţia H : comanda multiregulatoarelor bipoziţionale cu 3, 6 sau 12 canale etc.

Totodată, aparatele indicatoare şi înregistratoare din sistemul unificat E se execută în numeroase variante standard, ca de exemplu :

- cu scară neliniară;

— pentru funcţionare în medii cu praf sau cu vapori;

— pentru alte semnale unificate etc.

În plus, înregistratoarele cu gabarit redus de tip ELR35 şi ELR45 se pot executa în variantele cu diagramă roluită sau cu diagramă pliată, iar înregistratorul de gabarit mare tip ELR36, cu înregistrare continuă a datelor pe o direcţie şi înregistrare prin puncte de forme şi culori diferite pe 2, 3, 6 sau 12 direcţii, se poate executa şi în varianta rapidă, cu timp de oprire de maximum 1,5 s şi cu viteze ale diagramei de 20, 60 sau 120 mm/h.

Aparatele regulatoare din sistemul E permit reglarea continuă sau discontinuă a semnalului furnizat de traductoare, urmărind semnalul unei surse de referinţă.

Regulatoarele electronice continue fabricate la FEA se realizează în variantele cu referinţă internă sau externă, precum şi cu reglare PI (proporţional-integrală) sau PID (proporţional-integrală-derivativă); gama valorilor benzii de proporţionalitate şi a timpilor de integrare diferă la cele două variante PI şi PID. Regulatoarele continue se execută şi pentru alte semnale de intrare, iar tipul ELC113 (cu referinţă internă) se execută şi cu scara de referinţă divizată în unităţi ale semnalului de reacţie.

Elementele de calcul din sistemul E permit efectuarea diferitelor operaţii de calcul analogic (adunare, scădere, multiplicare, diviziune, extragere de radical etc.) asupra semnalelor unificate furnizate de traductoare sau compensarea erorilor datorite influenţei anumitor factori exteriori (variaţia presiunii, temperaturii etc.) asupra parametrului tehnologic măsurat.

Unele dintre tipurile de elemente de calcul fabricate la FEA se execută în mai multe variante. Aşa de exemplu elementul de adunare-scădere ELX210 se execută cu coeficienţii ficşi sau cu coeficienţii reglabili; elementul de extragere a radicalului ELX220 se execută şi pentru radicali de ordin diferit de 2; elementul de înmulţire-împărţire ELX230 se execută în trei variante : înmulţire a doi factori, împărţire a doi factori, înmulţire a doi factori şi împărţire prin al treilea; integratorul de rădăcină pătrată ELI103 se execută şi în varianta limitare a integrării în cazul semnalelor mai mici de o anumită limită; elementul de raport ELX126 se execută în două variante : cu scară liniară şi domeniu de reglare 0,2—2 sau cu scară pătratică cu domeniu de reglare 0,4—1,4 etc.

Elementele auxiliare din sistemul unificat E permit efectuarea diferitelor operaţii secundare, cum ar fi : telecomanda manuală a elementelor de execuţie, comanda ciclică a referinţei pe baza unui program prestabilit, prescrierea valorii de referinţă, limitarea nivelului inferior şi/sau superior al semnalelor transmise elementelor de execuţie, substituirea în caz de revizie periodică sau de avarie a regulatoarelor, transformarea semnalelor în tensiune în semnale în curent unificate, comandarea servomotoarelor pneumatice sau poziţionarea tijei acestor servomotoare cu acţionarea organelor de execuţie etc.

În afara aparaturii din sistemul electronic unificat E, FEA fabrică începînd din anul 1968 elemente de reglare automată pentru acţionări electrice şi elemente de comutaţie statică pentru sistemele UNIDIN şi UNILOG, elaborate de IPA prin concepţie proprie.

În anii 1968—1969 se introduc în fabricaţie un număr de opt noi blocuri tipizate UNILOG şi se construiesc în variante îmbunătăţite alte 12 blocuri tipizate UNILOG.

Producţia de blocuri şi module tipizate UNILOG—A la FEA este mai mare cu circa 22% în 1969 faţă de 1968.

Începînd cu anul 1969 se fabrică la FEA, pe baza documentaţiei IPA, blocurile specializate ale echipamentelor de comutaţie statică pentru circuitele secundare în energetică, o primă aplicaţie constituind-o echipamentul pentru CET—Palas.

Tot pe baza sistemului UNILOG—A şi a unor proiecte elaborate de IPA, a început la FEA producţia de echipamente de comandă automată şi semnalizare pentru diferite ramuri industriale, cum sînt instalaţiile pentru negru de fum, instalaţiile pentru anhidridă ftalică etc.

În cele ce urmează vom prezenta cîteva exemple pentru a ilustra supleţea modalităţilor de alcătuire a schemelor de reglare cu elemente din sistemul unificat E.

Astfel, în cazul cînd se cere stabilizarea unui parametru prin reglare discontinuă, fără indicarea sau înregistrarea valorilor măsurate, se

poate utiliza schema de mai jos (fig. 1), alcătuită dintr-un traductor un element de referinţă care prescrie valoarea necesară, un regulator bipoziţional, care, primind la intrare semnale de referinţă şi de măsură, permite comanda bipoziţională a unui releu intermediar; acesta din urmă la rîndul său comandă elementul de execuţie.

Evident, în funcţie de natura şi domeniul parametrului măsurat se vor folosi:

— pentru debit, traductorul electromagnetic FL281ELT530 sau traductorul rotametric F10A1152ELT310;

— pentru presiune relativă, traductorul cu tub Bourdon AT10ELT370 sau cu capsulă AT20ELT370;

— pentru presiune absolută, traductorul cu burdufuri AT40ELT370;

— pentru presiune diferenţială, traductoarele cu burdufuri AT30/36ELT370 sau cu clopot EFL271ELT370;

— pentru nivel, traductorul cu plutitor AT50ELT370;

— pentru temperatură, termocuple sau termorezistenţe cu adaptorul ELT160;

— pentru pH, detectoarele W62/63/64 cu adaptorul ELT630;

— pentru conductibilitatea apei, detectorul W44 cu adaptorul ELT730 etc.

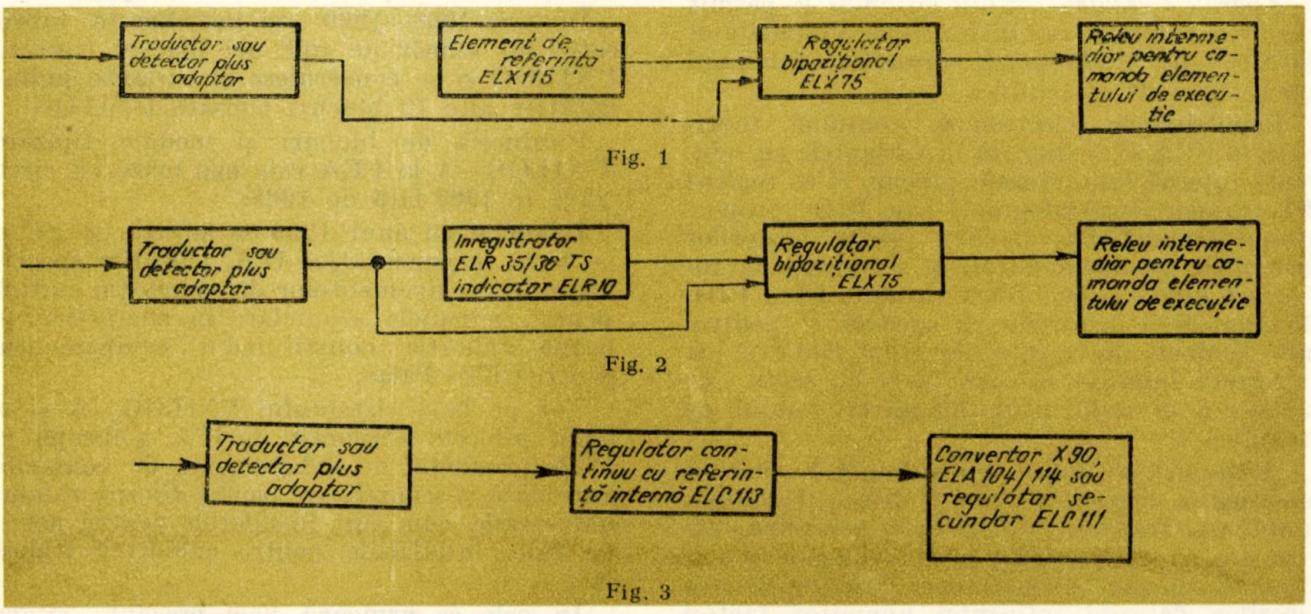
În cazul cînd este necesar ca stabilizarea parametrului să se facă cu indicarea sau înregistrarea valorilor măsurate, în locul elementelor de referinţă se introduce un aparat indicator de tip ELR10 sau un aparat înregistrator de tip ELR35 (varianta redusă) sau ELR36 (varianta mare) cu funcţie auxiliară Ts, care asigură transmiterea semnalului de referinţă cu valoarea necesară; în rest, celelalte aparate din bucla de reglare rămîn aceleaşi (fig. 2).

Dacă se urmăreşte ca reglarea parametrului să se facă printr-o reglare continuă de tip PI sau PID, în locul regulatorului bipoziţional ELR75 se introduce în buclă un regulator continuu cu referinţă internă tip ELC113 (în cazul cînd nu este necesară indicarea sau înregistrarea valorilor măsurate) sau un aparat indicator sau înregistrator cu funcţiune auxiliară Ts, urmat de un regulator fără referinţă internă de tip ELC111 (fig. 3 şi 4).

Este de remarcat că, la reglarea continuă, locul releului intermediar pentru comanda elementului de execuţie îl ia un regulator continuu secundar de tip ELC111 sau un convertor electropneumatic cu sau fără poziţioner (tip ELA114 sau ELA104).

În cazul cînd este necesar ca reglarea parametrului să se facă după program se introduce, în locul aparatului indicator sau înregistrator, un element de programare tip ELX73 care permite comanda ciclică a referinţei, celelalte aparate din bucla de reglare rămînînd aceleaşi ca mai sus (fig. 5).

În sfîrşit, în cazurile cînd se urmăreşte o reglare în cascadă sau raport se introduce în locul elementului de programare din schema de mai sus, un regulator continuu principal cu referinţă internă tip ELC113 sau un element de raport ELX126, restul aparatelor din buclă rămînînd aceleaşi ca în schema de reglare continuă iniţială (fig. 6).

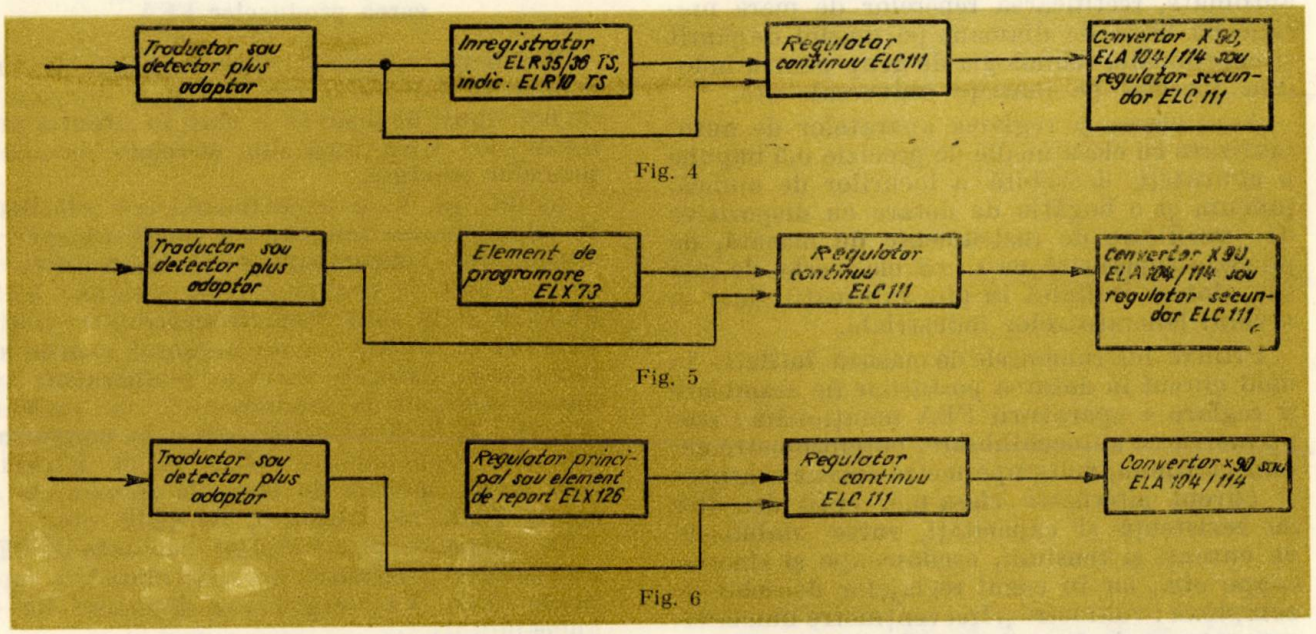


Din cele arătate rezultă că, prin schimbarea a 1—2 aparate din buclă, se pot realiza numeroase tipuri de reglare şi stabilizare a parametrilor tehnologici din proces.

În cazul cînd este necesar să se realizeze instalaţii izolate de măsură, de comandă sau

de reglare, în locul elementelor cu semnale unificate se introduc în buclă elemente cu semnale neunificate.

Astfel pentru stabilizarea unui parametru prin reglare discontinuă bucla de reglare va cuprinde :



— un detector (de exemplu termocuplu, termorezistenţă, pirometru de radiaţie, umidometru, detector de concentraţie, detector de raport molar etc.) ;

— un aparat indicator sau înregistrator cu funcţiune auxiliară C (de transmitere a semnalului de eroare) ;

— un releu intermediar pentru comanda elementului de execuţie.

Ca şi în cazul semnalului unificat, pentru a trece de la reglarea discontinuă la reglarea continuă este suficient să se înlocuiască în buclă regulatorul discontinuu printr-un regulator continuu PI sau PID şi releul intermediar printr-un convertor electropneumatic sau un regulator secundar.

2. Calitatea, obiectiv principal în fabricarea aparatelor FEA

Fabricarea aparatelor de automatizare de înaltă precizie, cu stabilitate ridicată a performanţelor şi siguranţă de funcţionare maximă, impune o exigenţă deosebită din partea constructorilor şi tehnologilor în privinţa alegerii celor mai corespunzătoare materiale şi procedee tehnologice de prelucrare şi asamblare, ca şi în privinţa utilizării unor metode de verificare şi control al calităţii extrem de riguroase.

În acest sens trebuie subliniată în primul rînd preocuparea pentru folosirea unor materiale cu caracteristici deosebite în ceea ce priveşte durabilitatea, rezistenţa la acţiunea agenţilor exteriori etc., cum sînt oţelurile inoxidabile, aliajele neferoase speciale, aliajele cu metale rare, masele plastice etc., ca şi a unor componente electronice de calitate şi stabilitate superioare, cum sînt rezistenţele aglomerate, condensatoarele cu film plastic sau cu tantal, transistoarele cu siliciu, elementele Hall etc.

Totodată, obţinerea unor parametri superiori şi foarte stabili, chiar în condiţii grele de funcţionare, a impus utilizarea unor tehnologii speciale, unele aplicate pentru prima oară în ţara noastră, cum sînt :

— procedeul de prelucrare a tuburilor Bourdon şi a tuburilor sudate din oţel inoxidabil special ;

— procedeul de prelucrare a oţelurilor inoxidabile prin aşchiere, cu emulsii sulfuroase ;

— debitarea oţelurilor cu discuri abrazive de mare productivitate ;

— turnarea în coji cu formarea cojilor toroidale prin sulfare cu aer ;

— procedeul de sudare în atmosferă protejată cu gaz inert ;

— procedeul de ambutisare a tablelor de permaloi pentru miezurile modulatoarelor magnetice ;

— procedeul de prelucrare prin aşchiere pe maşini de găurit, cu scule combinate (2—3 trepte) ;

— executarea şabloanelor pentru prese-revolver direct pe prese, cu eliminarea prelucrărilor pe maşinile de găurit în coordonate ;

— procedeul de ştanţare de mare precizie a scalelor aparatelor ;

— procedeul de trasare a scalelor, de mare randament ;

— tratamente termice în atmosfera neutră de hidrogen şi magneziu ;

— tratamente de protecţie a suprafeţelor ca : aurirea, rodierea, stanarea etc.

Printre tehnologiile de mare productivitate utilizate în fabricaţia elementelor de automatizare merită să fie amintite tehnologia de grup pentru strungurile revolver şi strungurile automate, rectificarea reperelor de mare precizie cu broşe de diamant pe maşini de găurit şi coordonate, tehnologia de grup pentru îndoirea pieselor pe matriţe universale etc.

Asamblarea şi reglarea aparatelor de automatizare cu clasa medie de precizie 0,5 impune o acurateţe deosebită a locurilor de muncă, precum şi o bogăţie de dotare cu dispozitive de verificare de instrumente de măsură, de precizie superioară cu 1 — 2 clase celei de mai sus, dotare întîlnită în alte fabricaţii doar la nivelul laboratoarelor industriale.

Printre instrumentele de măsură întîlnite în mod curent în dotarea posturilor de asamblare şi reglare a aparaturii FEA menţionăm : ampermetru cu autoechilibrare, potenţiometre curent continuu, voltampermetre curent continuu şi curent alternativ clasa 0,5, cutii decadice de rezistenţă şi capacităţi, surse stabilizate de curenţi şi tensiuni, osciloscoape şi sincroscoape etc., iar în cazul reglajelor deosebit de complexe : voltmetre şi frecvenţmetre numerice, generatoare de funcţii speciale, înregistratoare X—Y cu mai multe canale etc.

În ceea ce priveşte controlul tehnic de calitate, el se efectuează deosebit de riguros în toate fazele procesului de producţie, începînd cu verificarea performanţelor pieselor mecanice şi electrice, continuîndu-se cu verificarea pe dispozitive specializate a performanţelor subansamblelor electronice construite pe circuite imprimate şi încheindu-se cu verificarea finală a principalelor performanţe ale aparatelor. În acest ultim stadiu, aparatele fabricate la FEA sînt supuse unor probe extrem de severe, valoarea admisibilă a derivei mărimii de ieşire, a erorilor suplimentare la variaţia tensiunii sau frecvenţei sursei de alimentare, a temperaturii, a sarcinii, a intensităţii cîmpului magnetic exterior, a solicitărilor mecanice etc. fiind extrem de redusă.

Un puternic sector metrologic asigură în permanenţă la FEA calitatea şi performanţele instrumentelor şi dispozitivelor de verificare şi control, în laboratoare specializate pe mijloace de măsurare a presiunilor, temperaturilor, lungimilor şi maselor, mărimilor electrice etc.

Pe linia preocupărilor pentru asigurarea calităţii produselor FEA se înscrie şi activitatea laboratorului specializat pe probleme de fiabilitate, în cadrul căruia se efectuează încercări de siguranţă în funcţionare asupra componentelor electrice şi electronice (rezistenţe, condensatoare, diode, transistoare, relee, microîntrerupătoare etc.), cum şi asupra celor mai reprezentative aparate din gama de fabricaţie în vederea stabilirii curbelor de împrăştiere a valorilor caracteristicilor şi a evaluării principalilor parametri de fiabilitate.

3. Preocupări pentru dezvoltarea şi diversificarea produselor FEA

Problema îmbunătăţirii performanţelor aparatelor în fabricaţia curentă şi a dezvoltării de noi tipuri de aparate a stat în atenţia proiectanţilor FEA încă din perioada asimilării primelor produse.

Astfel, pe baza experimentărilor efectuate în laboratoarele proprii, s-a reuşit extinderea domeniului temperaturilor de lucru între — 30 şi +80°C la traductorul de presiune AT36 PLT370 şi la convertoarele electropneumatice ELA104 şi ELA114, s-au micşorat erorile suplimentare datorite variaţiei temperaturi mediului ambiant la traductoarele de presiune AT20ELT370 şi AT30ELT370 şi la convertoarele electropneumatice ELA104 şi ELA114, s-au lărgit gamele de lucru la elementele de calcul ELX210, ELX220, ELX240 etc.

De asemenea, prin adaptări efectuate de FEA s-au realizat produse cu protecţii climatice superioare (TH, TA)/,lărgindu-se domeniul lor de aplicabilitate.

Totodată, pe linia diversificării nomenclatorului produselor FEA, au fost elaborate în anii 1968 şi 1969 o serie de aparate noi, de concepţie proprie, dintre care se menţionează :

— termocuple şi termorezistenţe cu cot pentru utilizări în diverse cuptoare unde nu se pot monta cele drepte ;

— termocuple şi termorezistenţe pentru presiuni înalte (pînă la 250 kg/cm^2) ;

— adaptor de tensiune (rezistenţă) — curent cu montare de panou sau perete tip ELT161, utilizat la măsurarea temperaturii în cazurile în care nu este posibilă montarea adaptorului în imediata apropiere a detectoarelor ;

— traductor de presiune diferenţială cu burdufuri pentru presiuni statice mari de tip AT36ELT370 ;

— traductor de poziţie pneumatic pentru indicarea poziţiei elementelor de execuţie tip PLT114, utilizabil în sistemele pneumatice de reglare ;

— adaptor deplasare unghiulară — presiune, tip PLT370, care transformă deplasări unghiulare în semnal unificat în presiune, realizînd legătura dintre sistemul unificat electronic E şi sistemele de reglare pneumatice ;

— integrator, liniar tip ELI112, realizat în scopul satisfacerii cerinţelor uzuale de măsurare precisă a debitelor sau a altor parametri din instalaţiile industriale ;

— înregistrator tip E936Z care, asociat cu detectorul de concentraţie W16, permite măsurarea concentraţiei soluţiilor acide sau bazice ;

— indicatoare şi înregistratoare cu intrare pătratică şi scală liniară tip ELR10R, ELR35R şi ELR36R care, asociate cu traductoare de presiune diferenţială, servesc la măsurarea directă a debitelor, eliminînd din bucla de reglare elementul de extragere a rădăcinii pătrate tip ELX220;

— indicator tip ELR10Q utilizat la indicarea presiunii gazelor în conducte;

— convertor universal de semnale unificate tip ELX211, care realizează un număr de 48 variante utile de combinare a celor mai uzuale semnale unificate;

— element de extragere a rădăcinii pătrate de mare precizie tip ELX221 (clasa 0,3), utilizat în instalaţiile de măsurare şi reglare precisă a debitului;

— compensator de presiune tip ELX250, utilizat în instalaţiile de măsurare şi reglare a debitului de gaze, pentru compensarea valorilor măsurate în funcţie de variaţia presiunii de regim;

— poziţioner pneumatic tip PLA114, utilizat în sistemele pneumatice unificate pentru comanda deplasării elementului de execuţie, proporţional cu valoarea semnalului unificat;

— aparat pentru verificarea subansamblelor electronice tip ELZ200 care permite beneficiarilor de aparatură din sistemul unificat E să efectueze singuri o mare parte din lucrările de depanare şi întreţinere curentă.

Totodată, ca rezultat al colaborării cu IPA se realizează în prezent la FEA următoarele aparate de concepţie originală:

— regulator P specializat pentru procese termice cu reglare proporţioanlă, bi—sau tripoziţională, aparat de construcţie simplă şi ieftină care elimină necesitatea utilizării adaptoarelor în instalaţiile de reglare a temperaturii;

— regulator PID cu modulator cu diode varicap pentru reglarea proporţional-integrală sau proporţional-integrală-derivativă, care realizează o funcţiune de transfer cu factor de interdependenţă L;

— supraveghetor de flacără transistorizat.

În ceea ce priveşte problema adaptării aparatelor de automatizare din sistemul unificat E, astfel încît să poată funcţiona şi în alte sisteme unificate, în cursul anului 1969 se adaptează un număr de 18 tipuri de bază de aparate la semnalele unificate 0—5,1—5,0—20 şi 4—20 mA.

Pentru a ilustra ritmul rapid al creşterii producţiei de aparate şi al diversificării produselor FEA pe variante ale aceloraşi produse reprezentative, se prezintă în tabela 1 dinamica dezvoltării acestora în perioada 1967—1970.

Tabela 1

Producţia/număr de variante (an de referinţă: 1968)

Denumirea produselor	1967	1968	1969 (plan)	1970 (preliminar)
Detectoare de temperatură	8/3	100/19	319/28	367/36
Adaptoare pentru determinarea temperaturii	40/2	100/5	550/7	660/8
Traductoare presiune	49/4	100/9	221/11	254/13
Traductoare debit, nivel etc.	—	100/4	234/20	269/24
Traductoare pH, conductibilitate, concentraţie etc.	—	100/6	159/10	175/12
Indicatoare şi înregistratoare semnal unificat	9/5	100/18	179/28	206/36
Indicatoare şi înregistratoare semnal unificat	28/3	100/23	433/29	520/34
Regulatoare PI şi PID	37/4	100/6	136/10	149/11
Elemente de calcul	8/5	100/8	125/9	137/13
Elemente auxiliare	69/3	100/5	316/8	363/10
Convertoare curent-presiune	20/2	100/4	434/8	506/11

Trebuie subliniat faptul că, pentru a avea o imagine completă asupra complexităţii fabricaţiei elementelor de automatizare, este necesar să se ţină seamă nu numai de numărul variantelor fiecărui tip reprezentativ, ci şi de numărul considerabil mai mare de tipodimensiuni (de ordinul miilor) în care pot fi realizate aceste elemente, funcţie de marea diversitate a aplicaţiilor lor în toate ramurile industriale.

Satisfacerea cerinţelor crescînde ale beneficiarilor, sub aspect cantitativ şi calitativ, constituie unul dintre obiectivele principale ale activităţii întreprinderii noastre

Realizările prezentate mai sus în producţia de elemente de automatizare în FEA au creat condiţii ca în anul 1969, la nivelul sortimentelor fabricate, să se asigure toate variantele şi tipodimensiunile solicitate de principalele ramuri industriale.

Rezultatele obţinute pînă în prezent în producţia de elemente de automatizare au creat baza tehnică necesară — sub toate aspectele — pentru dezvoltarea şi diversificarea în continuare a acestui gen de fabricaţie, astfel încît el să se situeze la nivelul performanţelor firmelor de prestigiu pe plan mondial.

Ing. V. BALTAC
Director adjunct ştiinţific la Institutul de cercetări şi proiectări pentru utilaje electronice de calcul

Utilaje moderne de calcul pentru economia naţională

1. Utilajele de calcul şi prelucrarea datelor, verigi importante ale organizării unui sistem informaţional perfecţionat

Dezvoltarea impetuoasă a economiei noastre naţionale, dotarea tuturor sectoarelor de activitate economică cu mijloace de producţie moderne,creşterea volumului producţiei industriale şi agricole, a productivităţii muncii, au condus la o complexitate sporită a surselor de generare a informaţiei economice, la un volum ridicat de date ce trebuie prelucrate rapid şi eficient. S-au impus de aceea măsurile luate de conducerea de partid şi de stat pentru perfecţionarea conducerii activităţii economice, a organizării ştiinţifice a producţiei şi a muncii.

Printre acestea un rol deosebit îl au măsurile pentru perfecţionarea organizării sistemului informaţional naţional şi dotarea economiei naţionale cu utilaje şi echipamente de calcul moderne.

Într-un sistem informaţional, central sau local, se pot distinge mai multe elemente. Un astfel de sistem constă în surse de generare, mijloace de prelucrare şi medii de înmagazinare şi transmitere a informaţiei, fiecare dintre aceste elemente avînd rolul său specific. Un sistem informaţional este de o complexitate deosebită. Se poate imagina desigur un sistem centralizat, în care fiecare dintre funcţiunile mai sus enumerate să fie concepute unitar. O astfel de soluţie se dovedeşte nerealistă, în primul rînd din cauza dificultăţilor tehnice de realizare. Un sistem informaţional de dimensiuni mari este realizat de aceea ca un ansamblu de sisteme locale interconectate între ele prin verigi de transmisie bilaterală a informaţiei.

Într-un sistem local, mişcarea informaţiei are loc în trei direcţii : una dintre ele este înspre şi dinspre exteriorul sistemului, celelalte fiind orizontale şi verticale în interiorul sistemului însuşi. Evident un sistem central compus din mai multe sisteme locale poate fi considerat la rîndul său local, dacă este parte componentă a unui sistem cu o ierarhie superioară. Structurile ierarhice ale sistemelor informaţionale reprezintă un element important ce stă la baza alegerii tipurilor şi dimensiunilor echipamentelor de prelucrare a datelor.

În funcţie de prelucrarea informaţiei, primul mijloc folosit a fost însuşi elementul uman. S-a ajuns însă repede la depăşirea capacităţii sale, la necesitatea mecanizării şi ulterior a automatizării acestei activităţi. Prima unealtă de calcul a fost abacul care a cunoscut o largă utilizare în multe zone geografice şi de civilizaţie ale lumii.

Istoria tehnicii calculului consemnează cîteva nume de inventatori iluştri, printre care Napier, Leibniz, Babbagge şi Hollenth. Ultimul a conceput staţiile de calcul bazate pe cartele perforate care continuă să fie unul dintre principalele utilaje de calcul şi de înmagazinare a informaţiei.

Datorită structurii ierarhice a sistemelor informaţionale, mijloacele de calcul sînt variate în funcţie de caracterul prelucrării. Se consideră sistemul informaţional naţional împărţit în două zone. Prima este zona periferică compusă din sisteme informaţionale locale la nivelul întreprinderilor şi altor organizaţii economice mici. A doua este zona centrală ce se află la nivelul unor organizaţii economice complexe (ministere, centrale industriale, interprinderi foarte mari etc.) şi este legată de sistemele locale, pe principiul ramurilor economice sau al teritorialităţii. Soluţia de dotare a economiei naţionale cu utilaje de calcul nu este unică. Sînt dezvoltate pe plan mondial utilaje variate, începînd de la maşinile de calculat manuale cu două şi trei operaţii, pînă la calculatoarele electronice mari cu funcţiuni multiple. Printre principiile care trebuie să stea la baza reorganizării sistemului informaţional prin folosirea tehnicii de calcul moderne trebuie să fie :

— obţinerea unei investiţii optime din punctul de vedere al preţului de cost prin prelucrarea primară a datelor cu utilaje de calcul simple şi ieftine şi reducerea în acest mod a fluxului de informaţie prelucrat în zona centrală ;

— organizarea modulară a sistemului informaţional, modulele fiind sisteme locale cu structuri similare ;

—folosirea unor medii de înmagazinare a datelor unitare, ca suport şi criterii de codificare ;

— rezolvarea problemelor de transmitere la distanţă a informaţiei numerice, distanţele fiind mici pentru sistemele locale şi medii pentru sistemele centrale ;

— dimensionarea unor centre de calcul puternice, orientate pe ramuri economice sau pe principiul teritorial, care să fie plasate în punctele sistemului unde este necesară o capacitate de prelucrare ridicată.

Concepţia care s-a impus în prezent constă în folosirea utilajelor de calcul simple în zona periferică şi a unor calculatoare electronice medii sau mari în zona centrală a sistemului informaţional.

Reţeaua de utilaje de calcul existentă în ţara noastră a constat pînă în prezent în mijloace de calcul simple, ca maşini de calculat de birou mecanice şi electromecanice, maşini de contabilizat şi facturat, staţii de prelucrare mecanografice etc. şi în cîteva calculatoare electronice mici construite prin efort propriu sau importate. Devine necesară prin urmare dotarea economiei naţionale cu o gamă variată de echipamente

şi utilaje de calcul începînd de la calculatoarele electronice medii pentru faza centrală, pînă la maşinile cu 2—3 operaţii, maşinile de calculat de birou cu sau fără program, maşinile de contabilizat şi facturat şi calculatoarele electronice mici pentru zona periferică.

2. Utilaje pentru prelucrarea primară a informaţiei

Din gama variată a utilajelor existente în această categorie au fost alese, pentru asimilarea şi producţia în ţară a maşinilor de calculat electromecanice cu două şi trei operaţii, maşini de calculat electrice de birou în variantele cu tub catodic, imprimată şi tuburi Nixie, maşinile de contabilizat şi facturat şi alte mijloace electronice de calculat. Unele dintre utilajele acestei categorii folosesc un mediu de înmagazinare ce poate fi utilizat în zona centrală (bandă de hîrtie perforată), altele nu. În afară de prelcrarea informaţiei economice, majoritatea utilajelor enumerate mai sus sînt folosite şi pentru calcule tehnice de proiectare şi cercetare.

2. 1. *Maşini de calculat electromecanice*

În activitatea financiar-contabilă, aceste maşini de calculat reprezintă un utilaj de bază.

În ţară a fost asimilată maşina de calculat Mureş tip 11 A cu două operaţii şi este în curs de asimilare maşina de calculat Mureş tip 11 C cu trei operaţii. Aceste maşini de concepţie modernă folosesc un motor electric de turaţie ridicată (250 rot/min), de construcţie antifonică şi deparazitat. Lungimea numerelor cu care se operează poate fi pînă la 10 cifre zecimale, iar a rezultatelor, de 11 cifre zecimale. Maşina de calculat execută adunarea şi scăderea în cazul tipului 11 A şi adunarea, scăderea şi înmulţirea în cazul tipului 11 C. Se pot executa operaţiile de repetare a fiecăreia dintre operaţiile de mai sus, precum şi operaţia de sold de credit. În afară de grupul de cifre zecimale, tastatura maşinii este prevăzută cu tasta „non calcul" pentru imprimarea pe hîrtie a unor numere de ordine, date etc., taste de repetare şi corecţie, tasta de sume parţiale şi totale şi de anulare. Maşina este prevăzută de asemenea cu indicator de poziţie care indică numărul cifrelor tastate, imprimantă cu accesorii şi dispozitiv de deblocare a hîrtiei.

Maşina Mureş tip 11 A este prezentată în figura 1. În construcţia ei se folosesc roţi dinţate sinterizate şi un sistem de pîrghii şi roţi de calibrare. Se tinde spre perfecţionarea maşinii prin înlocuirea ulterioară a materialelor metalice cu cele plastice şi simplificarea schemelor cinematice şi înlocuirea pîrghiilor prin tambure.

2. 2. *Maşini de calculat de birou electronice*

Apărute ca o dezvoltare a maşinilor de calculat electromecanice, maşinile de birou electronice au cîteva caracteristici favorabile, printre care viteza ridicată de efectuare a operaţilor aritmetice, posibilitatea de mărire a complexităţii maşinii fără o creştere apreciabilă a volumului, lipsa zgomotolui, întreţinere mai simplă etc. Blocul de calcul şi memorare este realizat electronic, folosindu-se circuite transistorizate discrete sau integrate.

Maşinile de calculat de birou electronice se construiesc şi cu program, în acest caz realizîndu-se o variantă foarte simplă de calculator electronic automat.

În ţara noastră s-a asimilat o maşină de calculat electronică cu patru operaţii (Felix CE 30) şi cu cinci operaţii (Felix CE 32). Maşina Felix

Fig. 1

CE 32, în afară de operaţiile aritmetice simple, execută şi operaţia de extragere a rădăcinii pătrate.

Ambele maşini sînt cu afişare a rezultatelor pe tub catodic, dar se prevede dezvoltarea prin înlocuirea tubului catodic cu tuburi Nixie sau cu imprimantă. Varianta cu vizualizare este utilă pentru calcule tehnico-ştiinţifice şi în toate

cazurile în care nu este necesară prezenţa unui document scris.

Calculatorul electronic de birou Felix CE 30 (32) este în întregime transistorizat. Numerele introduse şi rezultatele operaţiilor sînt afişate pe tubul catodic imediat ce sînt acţionate tastele de introducere sau de funcţiuni; rezultatele intermediare sînt reţinute automat în registrele superioare, iar orice rezultat poate fi memorizat în registrul de memorie în vederea unei utilizării viitoare. Introducerea numerelor se face de la o tastatură cu 11 taste. Tastele de funcţiuni sînt dispuse lîngă tastatură în aşa fel încît se uşurează sarcina operatorului. Funcţionarea calculatorului se realizează în virgulă fixă, iar poziţionarea acesteia se face manual cu un comutator cu cinci poziţii. Numerele introduse şi rezultatele calculelor sînt aliniate automat la virgulă.

Afişarea se realizează pe tubul catodic, plasat frontal, pentru cuvinte cu lungimea de 13 cifre zecimale, afişîndu-se simultan conţinutul a patru registre ale calculatorului, fiecare pe cîte un rînd. Registrul inferior (1), registrul de lucru, afişează toate numerele nou introduse şi toate rezultatele calculelor; toate numerele introduse în acest registru se deplasează în celelalte registre pe măsură ce se efectuează noi introduceri.

În cazul unei operaţii la care participă două numere, unul este introdus în registrul 2, iar celălalt în registrul de lucru; după efectuarea operaţiei, rezultatul apare în registrul de lucru(1), iar numerele participante în registrele 2 şi 3.

Pentru introducerea cifrelor se foloseşte tastatura zecimală cu 11 poziţii; poziţia a 11-a este reprezentată de tasta „virgulă". Tastele de funcţiuni prevăd: depăşit, şterge intrare, schimbare semn, introducere, repetă, împărţire, înmulţire, plus, minus, rechemare, memorează, şterge tot. Cu ajutorul acestor funcţiuni se realizează următoarele operaţii principale:

Fig. 2

— adunarea numerelor întregi şi zecimale, scădere cu sold, adunare şi scădere, scădere algebrică;

— înmulţire cu numere întregi şi zecimale, acumulări de produse (pozitive sau negative), înmulţiri în lanţ;

— împărţiri cu numere întregi şi zecimale, adunări de cîturi, adunări/scăderi de cîturi;

— sumă de pătrate de numere întregi sau zecimale, diferenţă de pătrate, ridicarea la pătrat a termenilor unui polimon;

— calcule algebrice;

— operaţii succesive;

— operaţii cu o constantă memorată;

— calculul unei facturi simple;

— calcule cu procente, dobînzi simple şi compuse, probabilităţi;

— calcule de serii geometrice, abateri medii pătratice, conversii, interpolări, calcule de suprafeţe, de integrale, de polinoame, de determinanţi;

— calculul rădăcinii pătrate, cubice.

Caracteristicile tehnice principale ale calculatorului Felix CE 30/32 sînt următoarele:

— componente principale: tastatura cu 24 taste, patru plăci imprimate pe ambele feţe cu circuite logice transistorizate, linie de întîrziere cu ultrasunete şi un dispozitiv de afişare cu tub catodic;

— tastatura cuprinde 10 taste pentru cifre şi o tastă pentru virgulă, utilizate pentru introducerea datelor. Sînt de asemenea 12 taste pentru funcţiuni ca plus, minus, multiplicare, diviziune, memorare etc. Un dispozitiv de comandă a poziţionării virgulei permite obţinerea celor 14 poziţii diferite (0—13);

— dispozitivul de afişare este format din patru registre a 13 biţi şi o coloană de semn; există un al 5-lea registru pentru memorizare, care însă nu este afişat;

— memorizarea datelor se realizează cu ajutorul unei linii cu ultrasunete. Datele introduse sînt organizate în calculator cu ajutorul acţiuni semnalelor de temporizare asupra numărătoarelor. Acţiunea numărătoarelor comandă plasarea datelor în linia de întîrziere şi pe dispozitivul de afişare. Linia de întîrziere memorează numere în tot timpul cît nu se execută operaţii şi asigură datele necesare în timpul etapelor de realizare a funcţiunilor. Linia de întîrziere este electromecanică.

Calculatorul realizează următoarele performanţe:

— viteza de calcul a operaţiei . . . sub 0,5 s;

— poziţionarea virgulei . . . . automată.

Calculatorul Felix CE 30 este prezentat în figura 2.

2. 3. *Maşini electronice de contabilizat şi facturat*

În activitatea tuturor unităţilor economice sectorul de contabilizare şi facturare consumă o însemnată forţă de muncă, activitatea fiind strict specializată şi de rutină. O maşină destinată mecanizării acestei munci trebuie să fie capabilă să emită facturile sau dările de seamă contabile în funcţie de programul care i se stabileşte. De aceea elemente importante ale unei astfel de maşini sînt în afara blocului de calcul, tastatura funcţională şi dispozitivul de imprimare (care poate fi o maşină de scris sau o imprimantă). Blocul de calcul permite efectuarea operaţiilor aritmetice simple sub comanda unui program fix, memorat de obicei cu ajutorul unei reglete cu tacheţi. Este necesară existenţa unei memorii operative de 9—18 numere. Pentru acest sector de activitate se află în curs de asimilare în ţară maşina de facturat şi contabilizat Felix FC 15.

Felix FC 15 este o maşină de facturat şi contabilizat în întregime transistorizată, de tip consolă. Simplitatea operaţiilor este asigurată de tastatura maşinii de scris, de alinierea automată zecimală şi de uşurinţa selecţionării programelor.

Calculatorul este format din trei părţi :

— consola ce cuprinde logica şi suportă maşina electrică de scris ,

— maşina de scris electrică echipată, în afara tastaturii clasice, cu o tastatură de program cu 16 taste (total 44 taste) şi cu un dispozitiv de modificarea poziţiei carului (cu 12 canale verticale) ,

— circuitele logice de prelucrare care asigură funcţiunile aritmetice, de memorizare, de intrare-ieşire, şi comanda maşinii de scris. Există 12 registre de memorie, fiecare cu o capacitate de 12 cifre. Tot în această parte a calculatorului este plasat şi panoul mobil cu programe. Panoul indică cerinţele de necesităţi pentru un program specific pentru unitatea de comandă. Sînt prevăzute nouă registre de memorie realizate cu ferite pentru memorii de lucru şi prelucrări intermediare.

Dispozitivul aritmetic al calculatorului realizează adunarea, scăderea, multiplicarea şi accesul la memorie. Dispozitivul aritmetic este realizat cu două registre principale : registrul activ RA şi registrul pasiv RP. Un al treilea registru existent în dispozitivul aritmetic este utilizat numai pentru multiplicare şi nu este accesibil programatorului. Toate aceste registre au 12 digiţi.

Virgula este stabilită în toate registrele cablat în cinci variante (9,3; 8,4; 7,5; 6,6; 5,7).

În figura 3 este reprezentată schema fluxului de informaţii în calculator.

Maşina de scris electrică asigură intrările pentru calculator şi ieşirile de la acestea sub formă de document scris ; 38 instrucţiuni asigură mişcările maşinii de scris.

Toate intrările în calculator de la maşina de scris, transferul de date de la şi către memorii şi ieşirea de la calculator către maşina de scris sînt realizate prin registrul activ RA. Operaţiile aritmetice sînt realizate în general între registrele RA şi RP. În aceste operaţii, cifra existentă în RA este înlocuită cu suma, diferenţa sau produsul rezultat ; cifra din registrul RP rămîne neschimbată. Se poate aduna, scădea sau multiplica rezultatul unei operaţii obţinute ; el este trimis maşinii de scris, registrelor de memorie sau păstrat în RA.

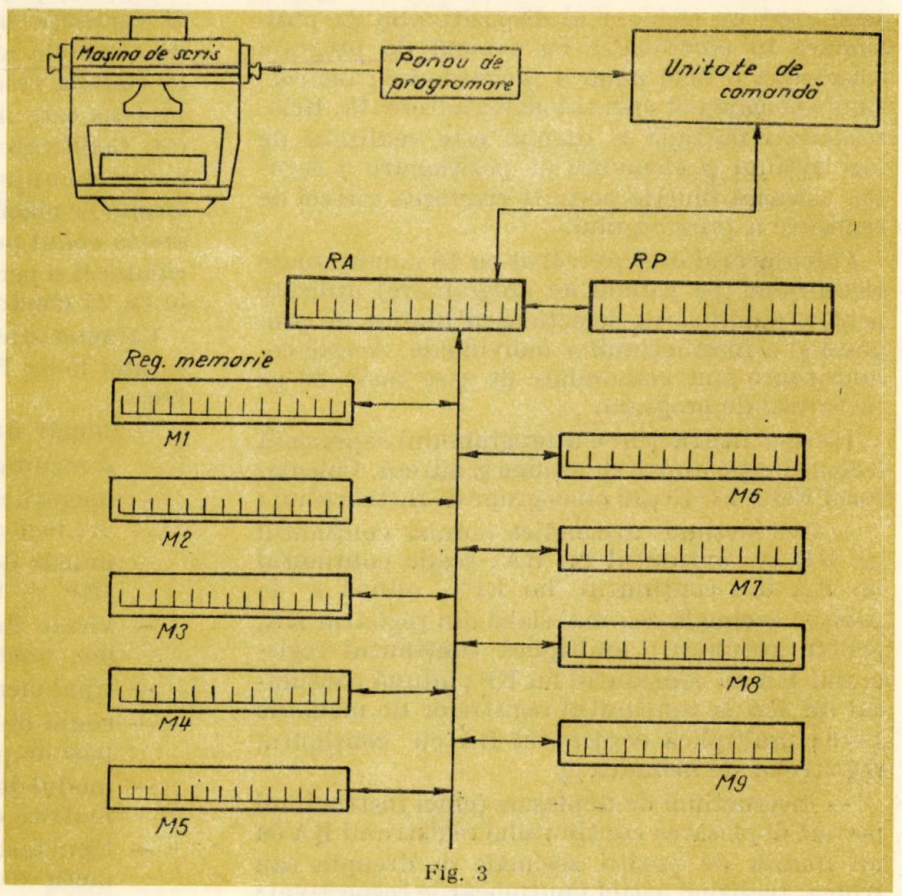


Fig. 3

Calculatorul are nouă registre de memorie adresabile, folosite ca memorii de lucru sau pentru totale acumulative. Intrarea în registrul de memorie este distructivă, dar citirea registrului de memorie nu este distructivă. Pentru creşterea eficienţei de memorizare, registrele de

memorie pot fi divizate în două sau mai multe părţi.

Diferitele funcţiuni ale calculatorului sînt realizate prin executarea unei serii de instrucţiuni ce formează programul dat şi care corespund unor linii de program corespunzătoare pe panoul de programare. La calculatorul Felix FC 15 sînt disponibile 18 linii de program, fiecare conţinînd un număr predeterminat de paşi, număr cuprins între 3 şi 15; sînt disponibili în total 165 paşi de programare; numărul de instrucţiuni dintr-o linie de program poate fi egal sau mai mic decît numărul de paşi de programare din linia respectivă. Liniile de programare se stabilesc de către programator şi se realizează prin cablarea corespunzătoare a panoului de programare; ele se selectează cu ajutorul tastelor de program ce sînt legate de dispozitivele de poziţionare a carului maşinii.

Două funcţiuni, „tabularea automată" şi reîntoarcerea parţială" a carului, sînt comandate de plasarea corespunzătoare a elementelor de poziţionare a carului. Tabularea automată mişcă carul maşinii cînd sînt libere tastele de program, pînă cînd un element al dispozitivului de poziţionare în combinaţie cu o tastă de program selectează o linie nouă a programului; instrucţiuni speciale pot opri tabularea automată. Reîntoarcerea parţială a carului este realizată de instrucţiuni şi elemente de poziţionare a carului; această funcţie permite creşterea vitezei de realizare a programului.

Calculatorul este prevăzut cu 16 comutatoare electronice (pe panoul de programare) utilizate pentru modificarea selecţionării liniilor de program şi a instrucţiunilor individuale. Aceste comutatoare sînt comandate de şase taste de pe tastatura de program.

Fiecare instrucţiune a programului reprezintă o combinaţie dintre funcţiune şi adresă. Calculatorul Felix FC 15 are cinci grupe de instrucţiuni :

— instrucţiuni aritmetice (adună conţinutul lui RP la conţinutul lui RA; scade conţinutul lui RA din conţinutul lui RP; adună 5 la poziţia zecimală cea mai slabă din registrul RA, pentru rotunjire; multiplică conţinutul registrului RA cu conţinutul lui RP; adună conţinutul lui RA la conţinutul registrelor de memorie 1—9; multiplică conţinutul RA cu conţinutul registrelor de memorie);

— instrucţiuni de deplasare (cinci instrucţiuni permit deplasarea conţinutului registrului RA cu un număr de poziţii zecimale la dreapta sau stînga, realizînd astfel multiplicările respective);

— instrucţiuni de transfer (se transferă conţinutul RA în registrele de memorie 1—9 sau conţinutul acestor registre în RA);

— instrucţiuni de intrare-ieşire (instrucţiunile de intrare sînt folosite pentru introducerea manuală a factorilor în calculator cu imprimarea în acelaşi timp a acestora pe document; instrucţiunile de ieşire sînt folosite pentru a transmite conţinutul lui RA la maşina de scris pentru a fi imprimat pe document; tot ca instrucţiuni de ieşire pot fi considerate funcţiunile unităţii de imprimare, ca imprimarea cifrelor şi simbolurilor, mişcările carului etc.);

— instrucţiuni diverse (instrucţiuni de repetare a unei linii de program, de eliberare a tastelor de program, de oprire a tabulării automate, de imprimare automată a datei, de inversare a conţinutului registrelor RA şi RP, transfer la conţinut negativ al lui RA).

Calculatorul Felix FC 15 este dotat cu un dispozitiv de perforare a benzii de hîrtie. Acest dispozitiv este ataşabil maşinii, în întregime programabil, poate perfora banda cu 5, 6, 7, sau 8 canale, este prevăzut cu funcţiunile necesare pentru conversia de la bandă perforată la cartele sau pentru introducerea directă la calculatorul electronic universal. Pentru conducerea perforatorului sînt prevăzute instrucţiuni speciale (24), paşi în program, sisteme de control al siguranţei în funcţionare. Circuite electronice de comandă ale perforatoarelor sînt introduse în consola calculatorului, iar perforatorul propriu-zis este introdus într-un mic dulap alăturat. Codificarea utilizată pentru perforare este realizată cu ajutorul unei matrice cu diode, construită pe plăcile cu circuite imprimate, şi în felul acesta codul poate fi schimbat cu uşurinţă. Calculatorul şi perforatorul sînt conectaţi cu un cablu cu 24 conductoare.

Caracteristicile tehnice principale ale calculatorului Felix FC 15 pot fi considerate următoarele :

— număr de cifre pentru date şi rezultate . . . . . 12 + semn;
— operaţii realizate . . cablat + ; — ; × ; logice;
— număr de totalizatoare (registre) 3 operative + 9 libere;
— viteze de calcul . . . . . adunare : 10 ms, înmulţire : 450 ms;
— tipul memoriei . . . . . cu ferite;
— codul de instrucţiuni . . . . 128 cu 165 paşi de program;
— modul de introducere a programelor . . . matrice cu diode cu fişe/;
— tipul tastaturii . . . . . 45 — alfanumeric-zecimal — redus;
— taste speciale 22;
— lungimea carului . . . . . 45 sau 52 cm;
— viteza imprimării . . . . 13 car./s.

Datorită faptului că rezultatele sînt extrase de la aceste maşini pe suportul bandă de hîrtie, este necesară o preocupare de viitor pentru rea-

lizarea dispozitivelor de conversie bandă-cartelă perforată, ultimele fiind folosite mai frecvent ca mediu de introducere-extragere la calculatoarele din zona centrală.

3. Echipamente de calcul pentru zona centrală a sistemului informaţional

Zona centrală a sistemului informaţional va fi deservită de o reţea de centre de calcul organizate pe principiul ramurilor economice sau teritorial. Necesităţile din România impun folosirea unor calculatoare de capacitate medie.

Centrele de calcul deja existente au în dotare calculatoare electronice produse în ţară prin cercetare proprie sau importate. Dintre calculatoarele construite în ţară se pot aminti CIFA 1, 2, 3, 4 şi CIFA 101, 102 contruite la Institutul de fizică atomică, MECIPT 1 realizat la Institutul politehnic Timişoara şi DACICC 1 construit la Institutul de calcul Cluj al Academiei R. S. România. S-au construit calculatoarele transistorizate CET 500 şi 501 la IFA, MECIPT 2 la Timişoara şi DACICC 200 la Cluj. Construcţia acestor calculatoare a reprezentat o contribuţie importantă la formarea de cadre pentru tehnica de calcul şi rezolvarea unor necesităţi de prelucrare a datelor. Paralel s-a trecut la importarea unor sisteme de calcul, printre care calculatoarele IBM 360/ 40 la CEPECA, IBM 360/30 la uzinele Tractorul Braşov şi Universitatea Bucureşti, Siemens 4004/45 la Ministerul Căilor Ferate, ICT 1905 la Direcţia centrală de statistică, ELLIOTT 4120 la Dispecerul energetic naţional etc. Au luat fiinţă centrele de calcul teritoriale Timişoara şi Cluj.

Tendinţa de care trebuie să se ţină seamă la proiectarea reţelei de centre de calcul electronice este aceea că în prezent se impun sistemele de calcul cu acces multiplu, desemnate adeseori în literatura de specialitate ca funcţionînd în timesharing.

Un calculator electronic îndeplineşte astfel una dintre condiţiile majore ale deservirii în masă a beneficiarilor. O dată cu creşterea numărului beneficiarilor de putere de calcul s-a dovedit necesară concentrarea acesteia în centre dotate cu calculatoare electronice puternice care să poată deservi optim mai mulţi beneficiari. Realizarea sistemelor cu acces multiplu necesită investiţii mari, atît în echipamentul propriuzis,cît şi în programele operative, liniile de transmisie a datelor şi echipamentul periferic specific.

Preţul de cost al calculelor pentru beneficiarii cu nevoi reduse şi medii este acceptabil faţă de situaţia cînd ar fi necesară achiziţionarea unui calculator propriu.

De la folosirea unui calculator electronic în regim de acces multiplu se evoluează în prezent spre construirea unor reţele de calculatoare interconectate între ele prin teletransmisie sau posedînd spaţii de memorare comune, în care se poate face o repartizare a puterii de calcul cerute la un moment dat în funcţie de capacitatea fiecăruia.

Crearea zonei centrale de calculatoare electronice trebuie să răspundă necesităţilor economiei socialiste a Republicii Socialiste România pentru deceniile următoare, să se aleagă o soluţie modernă, maleabilă şi cu mari posibilităţi de extindere.

Se impun în concluzie preocupări importante pentru realizarea şi utilizarea de calculatoare electronice.

Ing. O. JUNCU
Director tehnic al uzinei Electronica

Diversificarea producţiei de aparate de radio şi televizoare

Pe linia dezvoltării multilaterale şi susţinute a întregii economii naţionale se înscriu şi realizările obţinute în domeniul producţiei de radioreceptoare şi televizoare. Producţia de radioreceptoare a sporit de la 18 400 în anul 1949 la peste 388 000 în anul 1968, iar producţia de televizoare a crescut de la 14 800 în anul 1961 la peste 160 000 în anul 1968.

Este de subliniat faptul că dezvoltarea producţiei s-a făcut simultan cu introducerea în permanenţă a tehnicilor şi a metodelor de fabricaţie cele mai noi, ceea ce a permis atingerea unor indicatori tehnico-economici ridicaţi.

Astfel numărul de salariaţi a crescut din anul 1949 pînă în anul 1968 de circa 17,8 ori, suprafeţele construite de circa 11 ori, iar valoarea producţiei de peste 140 ori.

La aceasta trebuie să se adauge diversificarea pronunţată a producţiei, care a evoluat practic de la un singur tip de radioareceptor în anul 1949 la 17 tipuri de radioreceptoare şi cinci tipuri de televizoare fabricate numai în anul 1968. Dezvoltarea continuă este reliefată şi de faptul că în perioada 1949—1968 s-au produs peste 3 266 000 radioreceptoare şi peste 686 000 televizoare, acestea din urmă fiind însă produse numai în perioada cuprinsă între anii 1961 (cînd a început această producţie) şi anul 1968.

Din 1960 şi pînă în prezent, producţia uzinei Electronica, specializată în construcţia de radioreceptoare şi televizoare, s-a diversificat foarte mult, integrarea (atît ca fabricaţie, cît şi ca concepţie) producţiei raportată la specificul uzinei a devenit totală, iar performanţele produselor se situează la nivelul produselor similare existente pe plan mondial. În acelaşi an începe producţia radioreceptorului Enescu (fig. 1), primul radioreceptor staţionar, cu tuburi electronice de clasă superioară.

Acest aparat, proiectat şi realizat în laboratoarele uzinei de către specialiştii uzinei, a fost primul aparat de radio fabricat la noi în ţară şi echipat pentru recepţionarea programelor de radiodifuziune difuzate în banda de unde ultrascurte (cu modulaţie de frecvenţă). Se răspundea în acest fel necesităţii care apăruse în urma începerii emisiunilor de acest fel de noi în ţară.

Fig. 2. Radioreceptorul portabil cu transistoare Litoral, primul de concepţie şi fabricaţie integral românească.

De asemenea, anul 1960 marchează începerea fabricaţiei de radioreceptoare transistorizate portabile, producîndu-se radioreceptoarele Solistor, Sport, Litoral, Turist etc. Dintre acestea, radioreceptorul Litoral (fig. 2) are o concepţie şi fabricaţie integral efectuată în cadrul uzinelor Electronica.

În 1961 se produce primul radioreceptor transistorizat staţionar Miorita (fig. 3) cu două lungimi de undă, în anul 1963 intră în fabricaţie primul radioreceptor staţionar transistorizat Delta (fig. 4) cu trei lungimi de undă, iar în anul 1963 începe fabricaţia primelor radioreceptoare transistorizate de buzunar S. 632. T (fig. 5) cu o singură lungime de undă şi a radioreceptorului S. 631. T (fig. 6) cu două lungimi de undă.

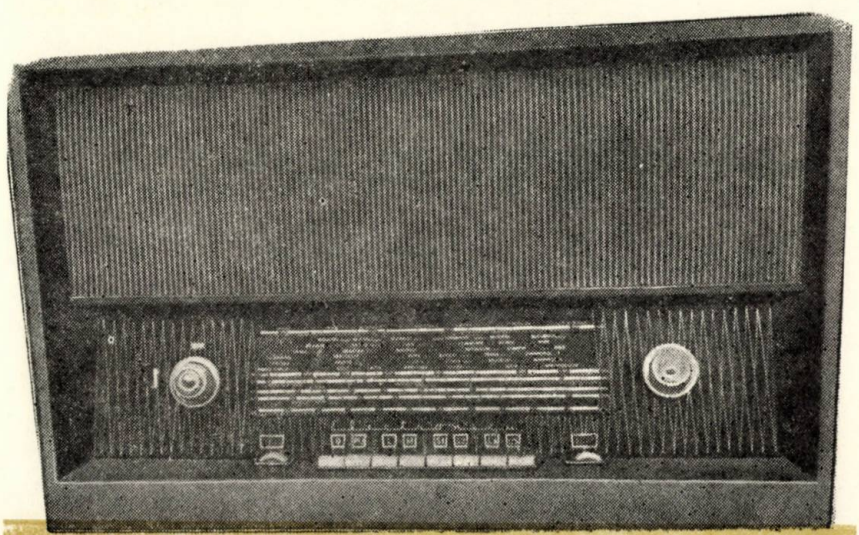


Fig. 1. Radioreceptorul cu tuburi electronice de clasă superioară Enescu. Primul din clasă fabricat la noi în ţară şi echipat pentru recepţionarea undelor ultrascurte.

Anul 1965 marchează începerea fabricaţiei primului radioreceptor portabil cu patru lungimi de undă, lungi, medii, scurte şi ultrascurte, radioreceptorul Mamaia (fig. 7), iar anul 1966 a începerii fabricaţiei radioreceptorului Nordic,

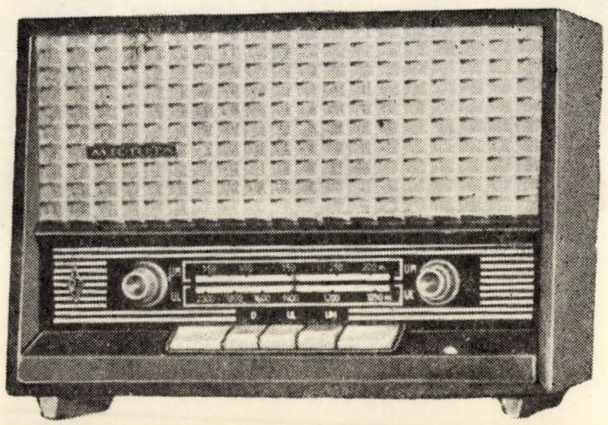


Fig. 3. Radioreceptorul staţionar cu transistoare Mioriţa, primul de acest gen fabricat la noi în ţară.

transistorizat, staţionar (fig. 8), primul cu patru lungimi de undă : lungi, medii, scurte, ultrascurte.

Experienţa acumulată de uzină pe linie de cercetare, concepţie, proiectare, fabricaţie, a permis ca produsele uzinei să devină competitive pe plan mondial şi astfel, în anul 1967, mulţumită şi faptului că se ajunsese la o capa-

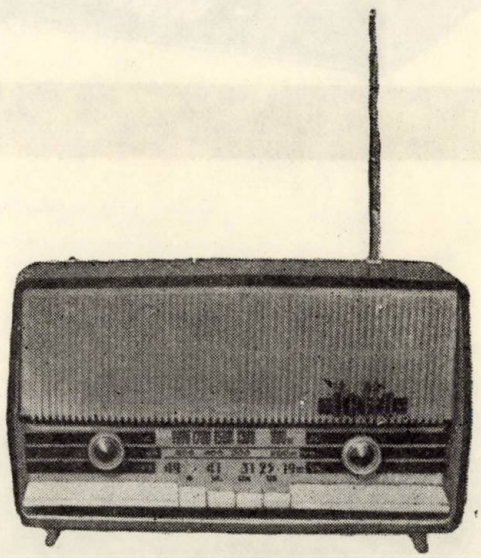


Fig. 4. Delta, primul radioreceptor transistorizat staţionar cu trei lungimi de undă fabricat în ţară.

citate de producţie care satisfăcea (avînd şi rezerve) cererea pieţii interne, începe exportul primelor loturi de radioreceptoare. Calitatea şi performanţele acestor radioreceptoare, precum şi creş-

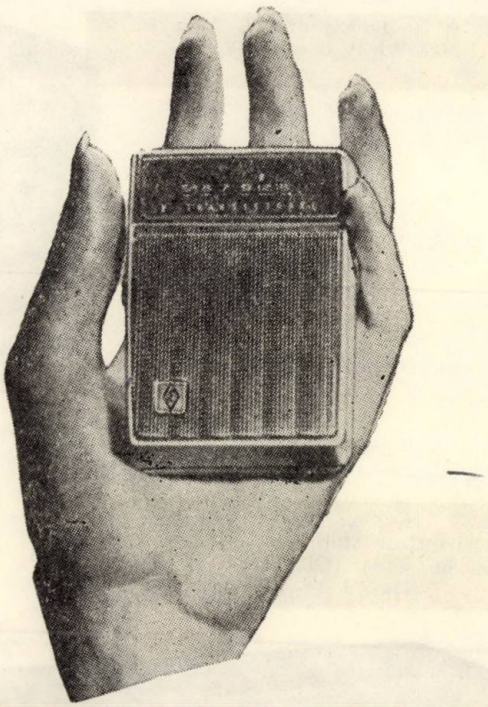


Fig. 5. S. 632. T, primul radioreceptor transistorizat de buzunar fabricat în România.

Fig. 6. 631. T, primul radioreceptor transistorizat de buzunar, cu două lungimi de undă, fabricat în ţară.

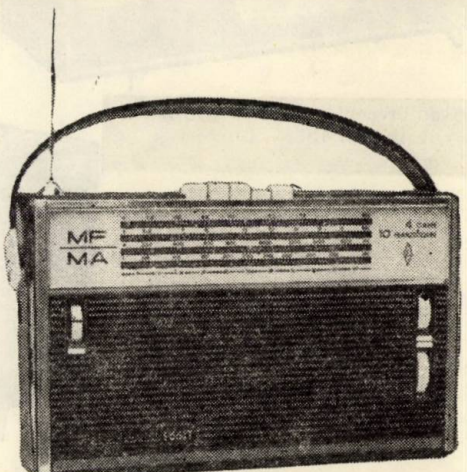


Fig. 7. Radioreceptorul portabil transistorizat Mamaia, primul de acest fel echipat cu patru lungimi de undă (UL, UM, US, UUS) şi fabricat în ţară.

Fig. 10. Radioreceptorul Carmen 4 → fabricat în anul 1969.

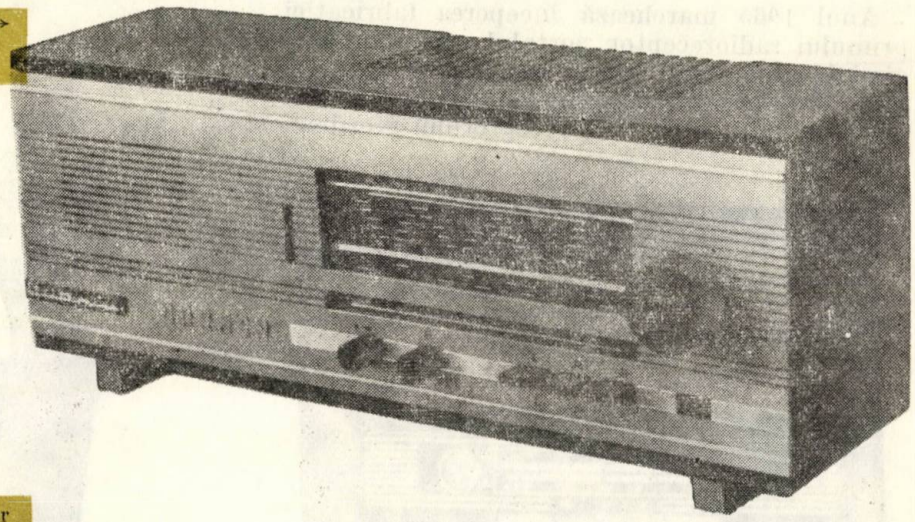


Fig. 8. Nordic, primul radioreceptor transistorizat staţionar, cu patru lungimi de undă (UL. UM, US, UUS), fabricat în România.

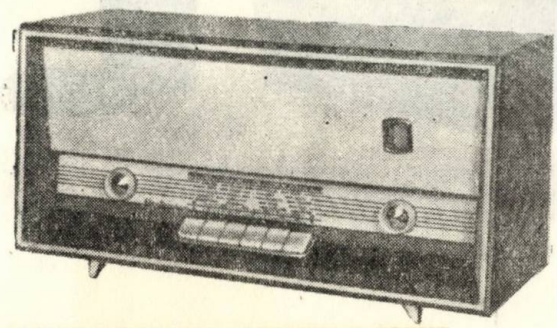


Fig. 9. Radioreceptorul Carmen 3 fabricat în anii 1968—1969.

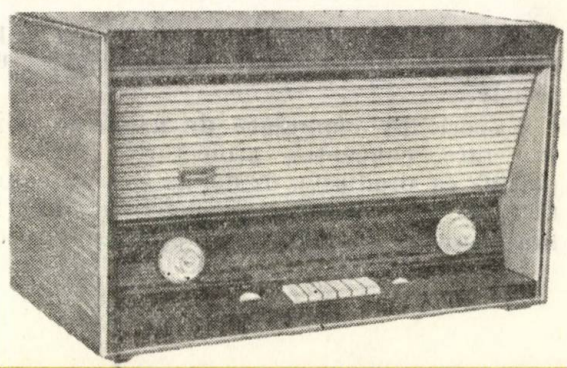


Fig. 11. Radioreceptorul Darclée 5 fabricat în anii 1968—1969.

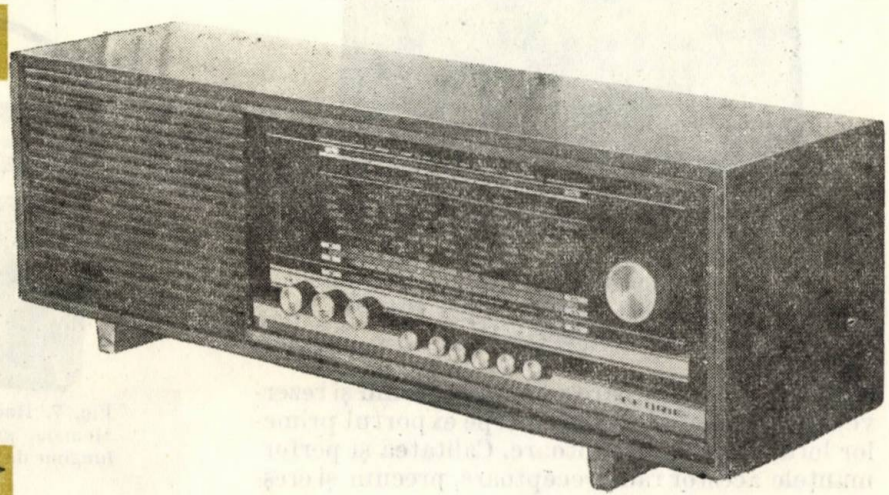


Fig. 12. Radioreceptorul Eforie fabricat → în anul 1969

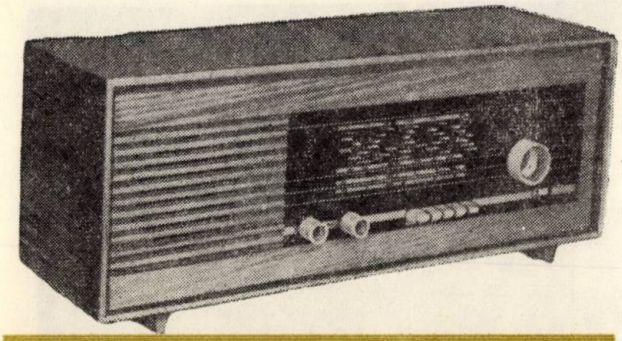


Fig. 13. Radioreceptorul Mangalia fabricat în anul 1969.

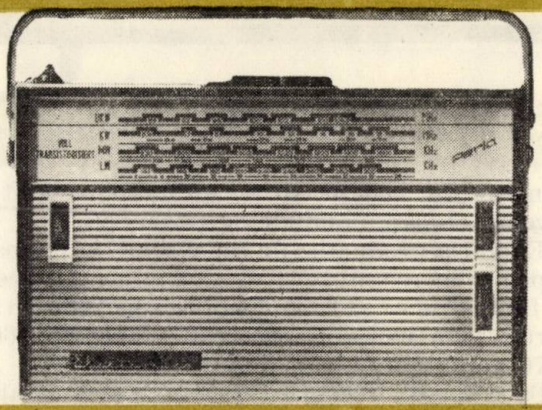


Fig. 14. Radioreceptorul Perla fabricat în anii 1968—1969.

terea cantitativă a producţiei, au permis extinderea exportului, în anul 1968 la o cantitate de peste 80 000 bucăţi radioreceptoare.

Astfel, începînd din anul 1967 şi pînă în prezent, se exportă radioreceptoare în ţări ca Anglia, R. F. G., Franţa, ţări care au o industrie de acest gen foarte dezvoltată. Cifra de export de aparate de radio în 1969 va depăşi desigur cifra exportului realizat în 1968.

În prezent uzinele Electronica produc o diversitate mare de aparate de radio staţionare cu tuburi sau cu transistoare şi radioreceptoare portabile.

Cîteva din tipurile de radioreceptoare fabricate în anii 1968—1969 sînt prezentate în figurile 9—14. În figura 15 se arată evoluţia producţiei de radioreceptoare, cu tuburi electronice şi cu transistoare, începînd din anul 1949 pînă în anul 1970 (anii 1969 şi 1970 sînt luaţi în considerare conform cifrelor cuprinse în planul cincinal 1966—1970).

Anii 1960—1961 au marcat etape importante de dezvoltare în producţia de aparate de radio şi televizoare, în industria electronică în general se poate spune, deoarece în aceşti ani s-a început la uzinele Electronica producţia de elemente active şi pasive de circuit: semiconductoare, condensatoare şi rezistenţe. După anul 1961, o dată cu dezvoltarea acestei producţii, unitatea în care a început această fabricaţie s-a constituit ca uzină independentă sub denumirea de Întreprinderea de piese radio şi semiconductoare—Băneasa.

Pentru uzinele Electronica anul 1961 a avut o semnificaţie deosebită şi datorită faptului că în acest an s-a început fabricarea televizoarelor, prima fabricaţie de acest gen din România. Acest început a fost făcut pe baza unei licenţe achiziţionate de la firma CSF-Franţa.

Astfel în acest an uzina a produs primele 14800 bucăţi televizoare model VS. 43. 611 (fig. 16). Ca şi în etapele de început ale fabricaţiei de

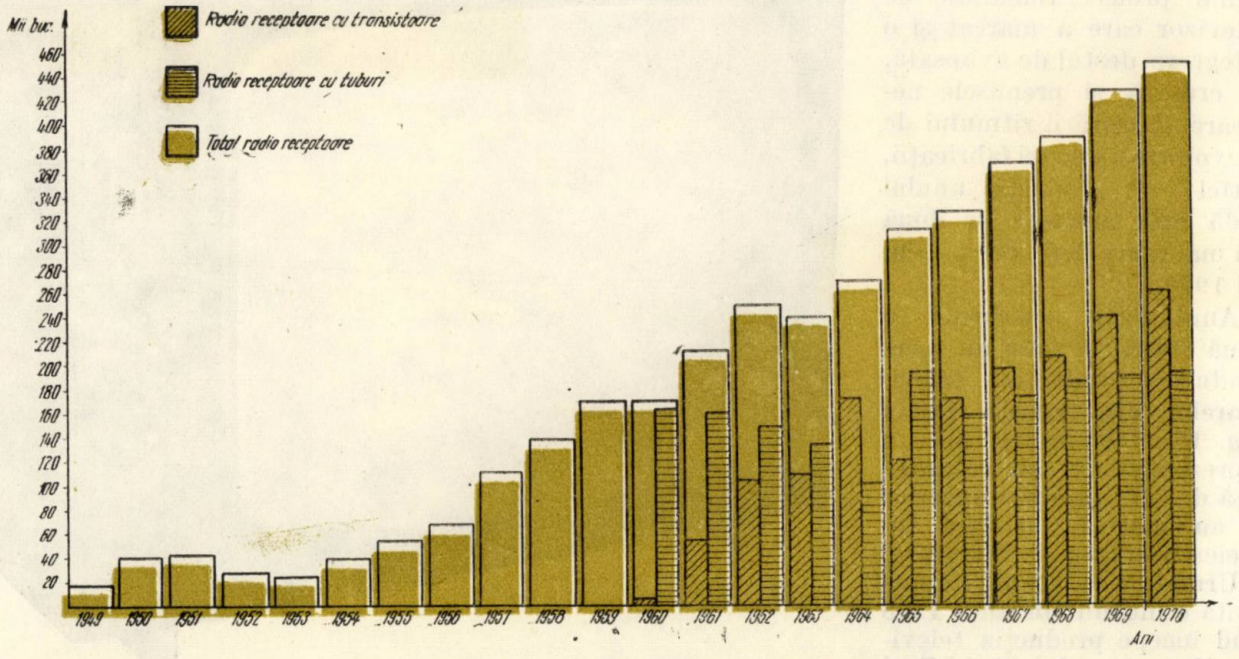


Fig. 15. Evoluţia producţiei de radioreceptoare între anii 1949 şi 1970 (1969 şi 1970 conform cifrelor din planul cincinal 1966—1970).

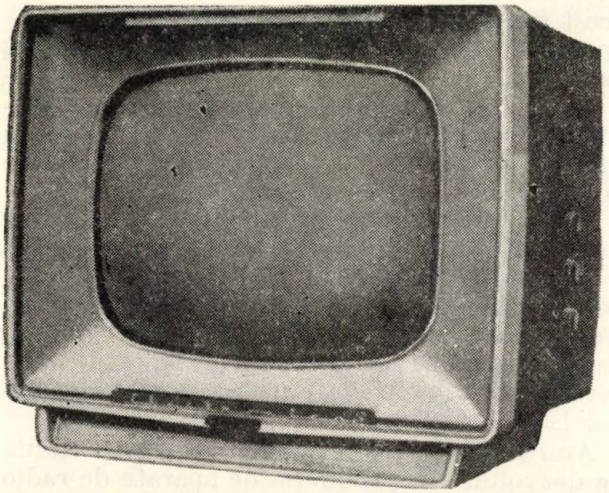


Fig. 16. VS. 43. 611 primul televizor fabricat în România (uzinele Electronica) în 1961.

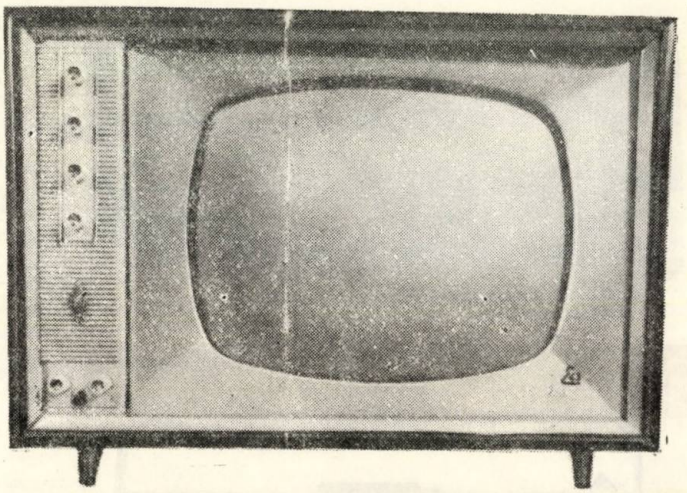


Fig. 17. E. 43.110 primul televizor fabricat după un proiect realizat de specialiştii uzinelor Electronica în anul 1964.

radioreceptoare, la aceste televizoare s-au utilizat seturi de piese aduse din import şi de aceea apare şi în acest caz necesitatea integrării acestei fabricaţii.

Dezvoltarea acestei producţii, atît în sensul integrării ei (concepţie şi fabricaţie), cît şi în sensul creşterii cantitative şi calitative, se petrece într-o perioadă de timp în decursul căreia se pot remarca etapele cele mai importante.

Astfel în anul 1964 se produce primul televizor conceput şi proiectat de specialiştii uzinei : televizorul E. 43. 110 (fig. 17). La acest televizor o mare parte din piese sînt produse în ţară, dar se folosesc încă şi piese din import.

O dată cu realizarea primului proiect românesc de televizor care a marcat şi o integrare destul de avansată, se creează şi premisele necesare accelerării ritmului de dezvoltare a acestei fabricaţii, astfel încît producţia anului 1965 este aproape de două ori mai mare decît cea a anului 1964.

Anul 1966 marchează o nouă etapă, în acest an începîndu-se producţia televizoarelor din familia Dacia (fig. 18), televizoare care au reprezentat un salt calitativ faţă de cele produse anterior şi au marcat totodată încheierea etapei de integrare.

Următoarea etapă importantă o întîlnim în anul 1968 cînd începe producţia televizoarelor din familia Miraj (fig. 19), televizoare care din punctul de vedere al performanţelor sînt la nivelul tehnicii mondiale de astăzi.

Evoluţia producţiei de televizoare în perioada cuprinsă între anii 1961 — cînd a început această fabricaţie — şi 1970 (pentru anii 1969—1970 cifrele sînt conform planului cincinal 1966—1970) este arătată în graficul din figura 20.

Ca şi la radioreceptoare, creşterea cantitativă şi calitativă a producţiei de televizoare a creat premisele necesare începerii exportului. Astfel în acest an se efectuează în R.F.G. primul export de televizoare din familia Miraj.

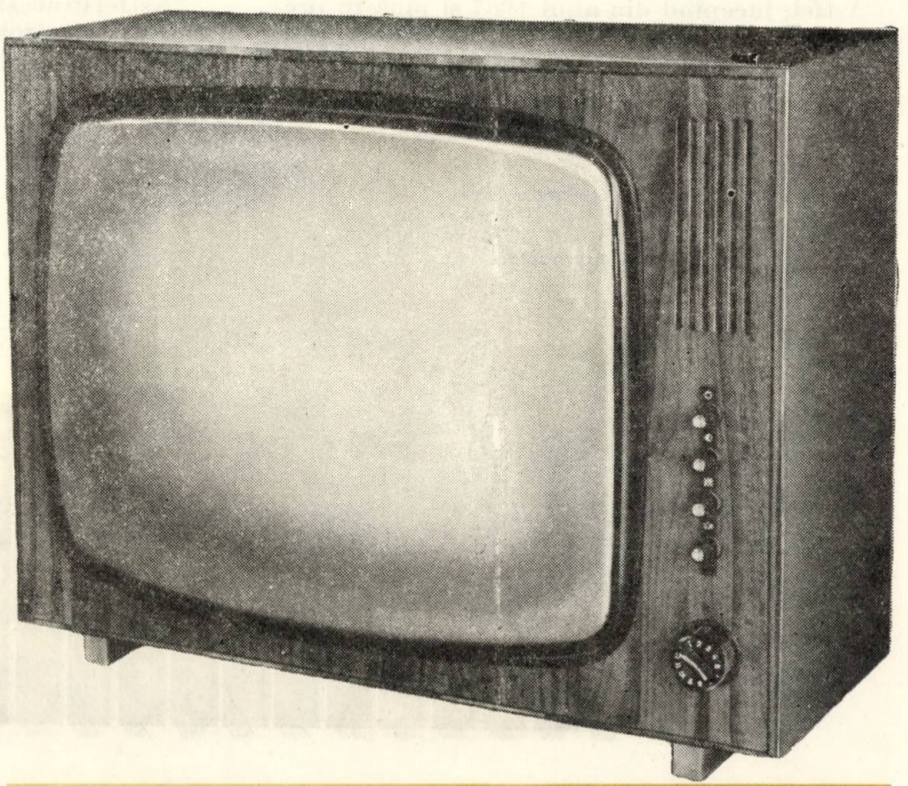


Fig. 18. Unul dintre televizoarele din familia Dacia : televizorul Dacia 3.

Această creştere impetuoasă a producţiei de radioreceptoare şi televizoare de la an la an a fost posibilă atît datorită dezvoltării sectoarelor de producţie, cît şi a celor de cercetare şi proiectare. S-au dezvoltat în uzină sectoare puternice de cercetare şi proiectare, acestea fiind împărţite după principiul unităţii funcţionale în vederea creării celor mai bune condiţii pentru adîncirea specializării.

Există astfel un sector care se ocupă de radioreceptoare, un sector care se ocupă de televizoare, un sector care se ocupă de tehnologiile de prelucrare a materialelor termorigide, termoplaste şi a metalelor şi un sector care se ocupă de problemele de autoutilare.

Dacă sectoarele de radioreceptoare şi televizoare îşi au importanţa lor fiind elaboratoarele directe ale produselor fabricate de uzină, alături de acestea sectorul de autoutilare este cel care contribuie din plin la dezvoltarea uzinei, deoarece, prin utilajele şi aparatura pe care o construieşte, face posibilă aplicarea tehnologiilor moderne, asigurînd în acest fel calitatea produselor, cît şi o productivitate mare. Valoarea producţiei autoutilării numai în anul 1968 a depăşit 3,5 milioane lei.

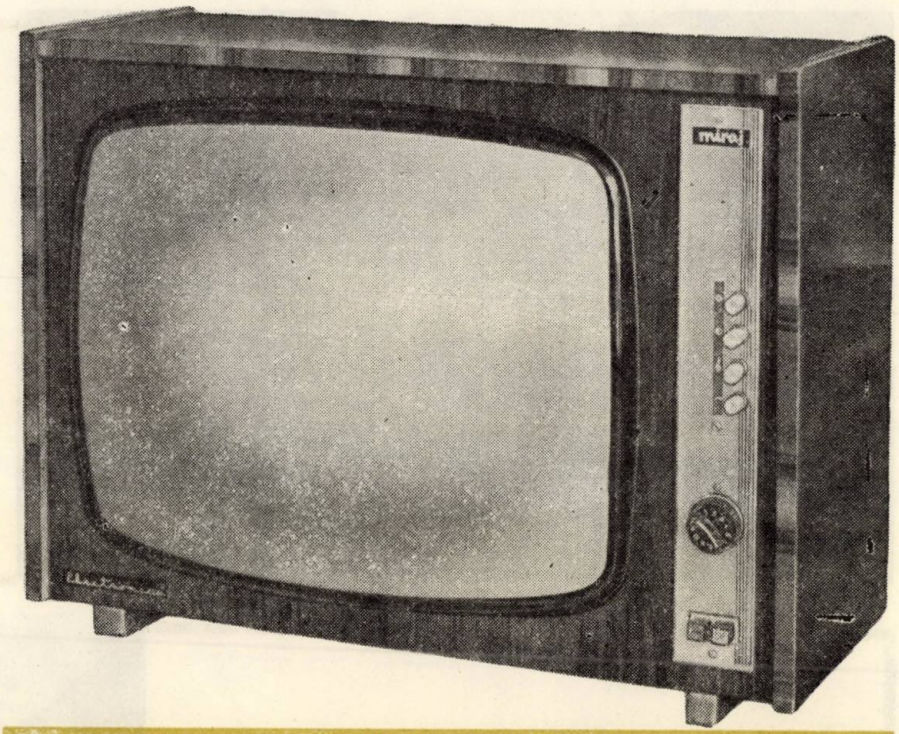


Fig. 19. Televizorul Miraj.

Laboratoarele de cercetări şi proiectări ale uzinei sînt dotate cu cele mai moderne utilaje, fie produse de autoutilarea uzinei, fie primite din import, furnizate de firmele specializate în aparate de măsurări ca Philips, Rohde & Schwarz, Hewlet &Packard, Marconi, Brűell &Kjaer, Metrix, Ferisol etc.

Pentru a se asigura condiţii cît mai bune cercetătorilor şi proiectanţilor s-au amenajat o serie de laboratoare speciale, cum ar fi cel de electroacustică dotat cu cameră surdă (fig. 21). Această cameră surdă este de altfel singura amenajare de acest fel din ţară. De asemenea, specialiştii uzinei au la dispoziţie, pe lîngă laboratoarele în care se realizează prototipurile viitoarelor produse, şi laboratoare cu o dotare complexă, destinate verificării comportării produselor (fig. 22), sau laboratoare destinate rezolvării diferitelor probleme tehnologice, cum ar fi de exemplu laboratorul de chimie (fig. 23).

Condiţiile create specialiştilor din uzină, precum şi munca depusă de aceştia, au permis uzinei să ajungă astăzi la un nivel de inte-

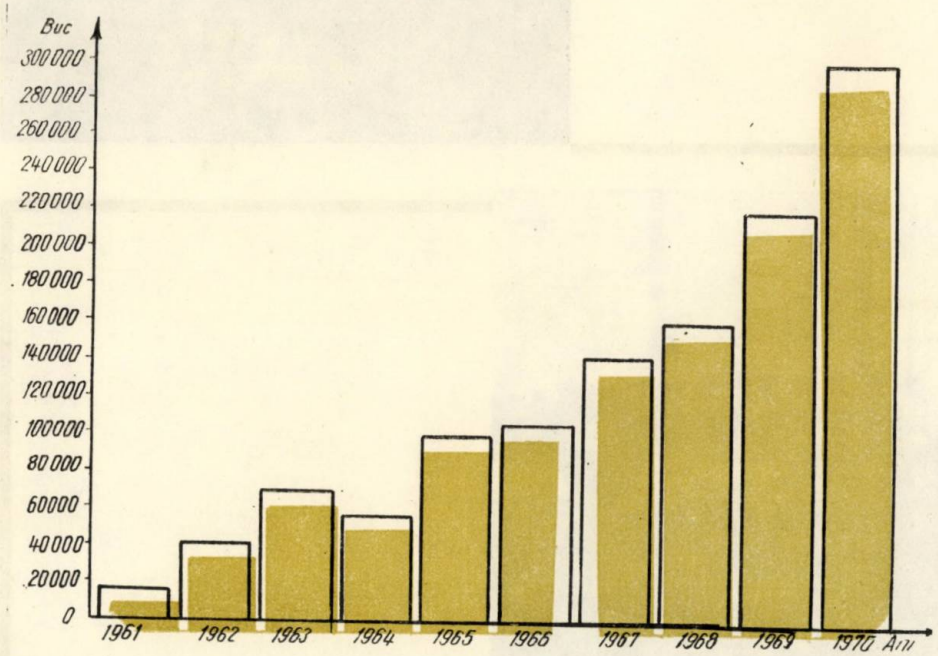


Fig. 20. Evoluţia producţiei de televizoare între anii 1961 şi 1970 (anii 1969 şi 1970 conform planului cincinal 1966–1970).

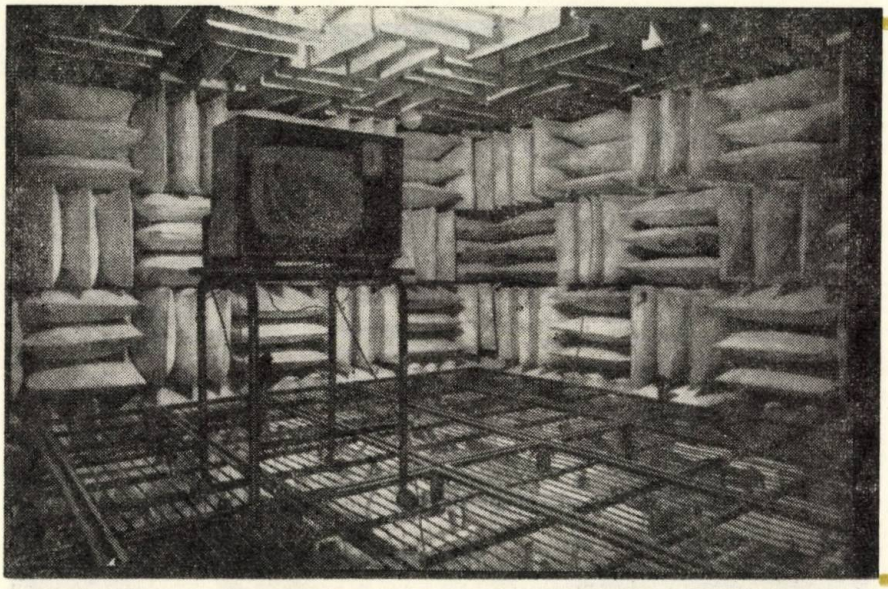
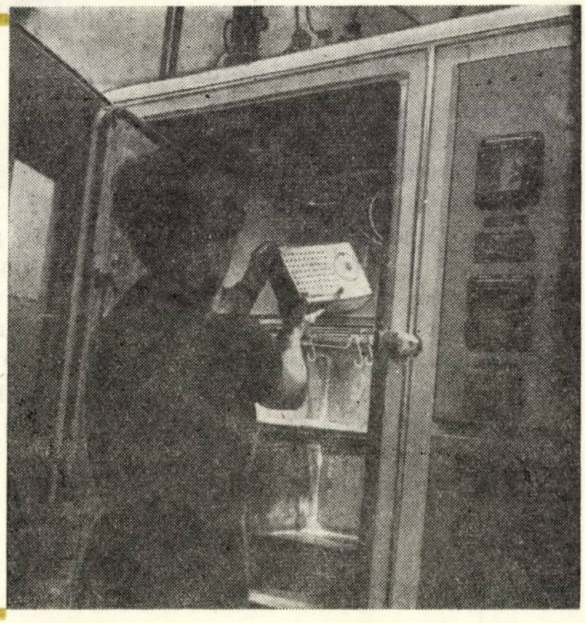


Fig. 21. Camera surdă a laboratorului de electroacustică.

Fig. 22. Laboratorul de probe climatice.



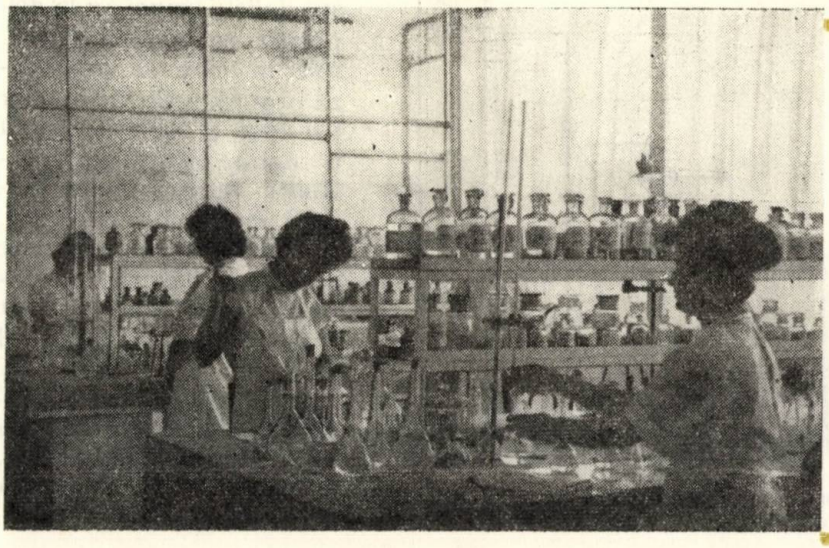


Fig. 23. Aspect din laboratorul de chimie.

grare total, să folosească în producţia tehnologii moderne şi să producă un sortiment larg de radioreceptoare şi televizoare care se bucură de apreciere, atît pe piaţa internă, cît şi pe cea externă.

La dispoziţia specialiştilor uzinei există un cabinet tehnic care procură şi prelucrează informaţiile de specialitate, traduce o serie de materiale de importanţă şi interes mai mare şi editează lunar un buletin tehnic. Uzina are o bibliotecă tehnică în care se găsesc peste 15 800 volume şi peste 2 700 colecţii de reviste, uzina fiind abonată la cele mai reputate reviste existente în lume.

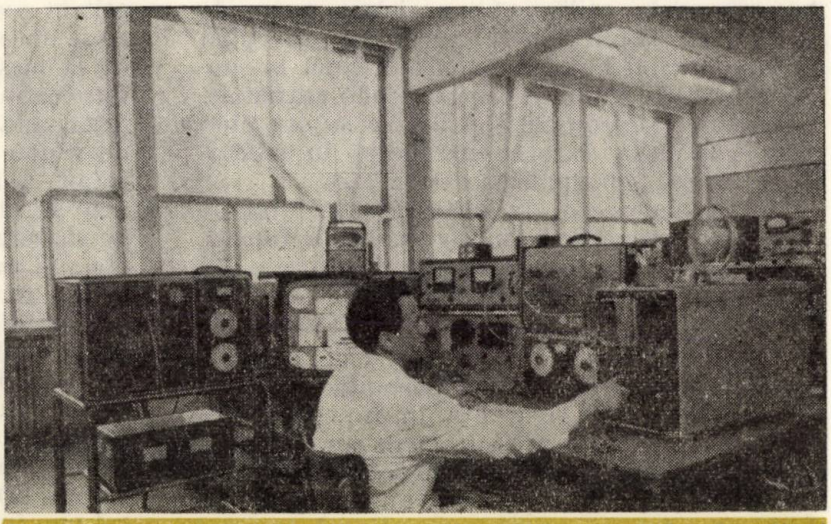


Fig. 24. Laborator pentru verificarea performanţelor aparatelor de radio şi televizoarelor.

Pentru perfecţionarea cadrelor uzinei s-au folosit, în afara mijloacelor arătate mai sus, şi specializarea în străinătate, care a totalizat un volum de circa 45 × 547 om/zile.

După cum s-a mai arătat, în paralel cu dezvoltarea sectoarelor de concepţie s-au dezvoltat în mod corespunzător şi sectoarele de producţie, atît ca suprafaţă, cît şi ca dotare.

Uzina dispune astăzi de un sector puternic de prelucrări care execută toate piesele metalice, din mase plastice sau termodure, inclusiv finisările acestora ca acoperiri galvanice, eloxări, vopsiri etc.

Acest sector este dotat cu utilaje din cele mai moderne ca prese rapide cu avans automat, strunguri automate, maşini automate pentru fabricat şuruburi, maşini pentru tras tuburi, maşini pentru injectat piese din mase plastice cu greutăţi între 20 şi 1 000 g şi altele.

De asemenea există o linie automată pentru acoperiri galvanice şi o linie semiautomată pentru vopsit, ultima fiind construită în cadrul sectorului de autoutilare al uzinei.

De asemenea, uzina şi-a dezvoltat un sector mare de sculărie care produce tot sortimentul de scule şi dispozitive, nestandardizate, necesare uzinei.

În afară de aceste sectoare, uzina mai are un sector pentru fabricarea pieselor şi subansamblelor şi cîte un sector pentru montajul radioreceptoarelor şi televizoarelor.

Secţia pentru fabricarea pieselor şi subansamblelor este de asemenea dotată cu utilaje automate ca de exemplu : maşini de bobinat automate de fabricaţie Auman şi Lessona, linie automată pentru asamblarea pieselor prin cositorire, instalaţie automată pentru fabricarea scalelor aparatelor de radio, precum şi foarte multe utilaje de reglaj şi control fabricate prin autoutilarea uzinei,

Sectoarele de montaj radioreceptoare şi televizoare folosesc tehnologii moderne în flux continuu pe benzi rulante. Acestea sînt dotate şi ele cu utilaje moderne, foarte multe dintre acestea fiind executate prin autoutilare.

Utilajele, sculele, dispozitivele folosite, calificarea oamenilor sînt în măsură să garanteze calitatea produselor uzinei, dar pentru supravegherea continuă a acestora este organizat un serviciu de control tehnic de calitate care supraveghează calitatea începînd de la fabricarea primelor piese pînă la produsele finite.

Fig. 25. Standul pentru verificarea siguranţei de funcţionare la televizoare.

Acest serviciu utilizează o varietate mare de metode de supraveghere a calităţii începînd de la controlul bucată cu bucată, pînă la sondaj pe loturi, stabilite după metoda statistico-matematice. Produsele sondate se supun unor teste complexe care se efectuează în laboratoare utilate corespunzător (fig. 24).

De asemenea, tot în cadrul controlului de calitate se urmăreşte şi siguranţa în funcţionare a produselor, pe de o parte prin urmărirea comportării în exploatare a produselor şi pe de altă parte prin probe de laborator executate la standuri speciale (fig. 25).

Aceste preocupări au o importanţă deosebită şi mulţumită lor siguranţa în funcţionare a produselor uzinei a crescut an de an. În acest sens este semnificativ faptul că au scăzut cheltuielile efectuate în termenul de garanţie de la 23,4 lei pe aparat convenţional în anul 1965 la 7 lei în anul 1968.

*

Dezvoltarea uzinelor Electronica în perioada 1960—1968 s-a făcut într-un ritm din ce în ce mai mare, dar se poate spune că aceasta va atinge cel mai înalt nivel în ultimii doi ani ai cincinalului actual (anii 1969 şi 1970).

În această perioadă, după cum se vede în special din figura 20, producţia înregistrează o creştere sensibilă şi aceasta se datoreşte faptului că în anul 1969 se va da în funcţiune o nouă secţie de montaj pentru radioreceptoare şi televizoare. Aceasta va fi o contrucţie modernă executată numai la sol şi va permite în acest fel aplicarea unor tehnologii eficiente, atît în ceea ce priveşte producţia propriu-zisă, cît şi în ceea ce priveşte transporturile, începînd de la piese, subansamble şi terminînd cu produsele finite.

Această ultimă etapă reprezintă din punctul de vedere al economiei naţionale şi finalizarea totală a integrării, deoarece dacă astăzi uzinele Electronica mai importă, pe lîngă o serie de materiale ca de exemplu chimicale, metale etc., şi tuburi electronice, cinescoape, precum şi un sortiment restrîns de semiconductoare şi piese din ferită, în 1970 majoritatea acestora se vor fabrica în ţară.

În strictă vecinătate cu secţia nouă de montaj pentru radioreceptoare şi televizoare este în construcţie o uzină nouă de cinescoape. Aceasta va fi dotată cu cele mai moderne utilaje, fapt ce va permite obţinerea unor cinescoape de cel mai înalt nivel tehnic, iar datorită faptului că este aşezată lîngă secţia de fabricaţie a televizoarelor, va oferi avantajul unor soluţii simple şi economice în ceea ce priveşte depozitarea şi transportul cinescoapelor.

Tot în aceşti ultimi doi ani ai actualului cincinal IPRS—Băneasa se va dezvolta foarte mult, completîndu-şi profilul astfel încît se vor produce în ţară şi semiconductoarele care în prezent se mai importă.

În ceea ce priveşte tuburile electronice, fabricaţia acestora nu este prevăzută să se asimileze în ţară, deoarece acestea se utilzează din ce în ce mai puţin, locul lor fiind luat de transistoare. În acest sens se prevede ca în cincinalul viitor să se treacă în mod treptat la transistorizarea integrală a tuturor radioreceptoarelor şi televizoarelor ce se vor fabrica.

Ing. AL. PASCALE
Director al fabricii Steaua electrică — Fieni

Tehnica electrovidului în ţara noastră

Dezvoltarea rapidă a industriei construcţiilor de maşini a constituit şi constituie un obiectiv principal în cadrul politicii partidului, de industrializare socialistă a ţării, de dezvoltare multilaterală a întregii economii. Ea se realizează în condiţiile asigurării unor proporţii echilibrate între diversele ramuri ale economiei.

Parte integrantă a ramurei industriale electrotehnice, industria aparatelor electrovid cunoaşte în perioada construcţiei socialiste o amplă dezvoltare cu indici de creştere foarte ridicaţi.

Această dezvoltare s-a intensificat după anul 1948 cînd, prin stabilirea unor noi relaţii între forţele şi mijloacele de producţie, s-au creat condiţiile dezvoltării armonioase şi planificate a economiei.

Concentrarea mijloacelor de producţie pentru fabricarea lămpilor electrice are loc în două unităţi : întreprinderea Steaua electrică —Fieni, prin comasarea Uzinelor tehnice Arad cu Electrostar — Fieni, şi întreprinderea Electrofar, prin comasarea fabricilor Lumen şi Tungsram — Bucureşti.

Din această perioadă industria aparatelor electrovid cunoaşte o continuă dezvoltare, înregistrînd ritmuri ridicate de creştere.

Capacităţile de producţie au sporit continuu, prin folosirea intensivă şi extensivă a utilajelor existente, prin organizarea raţională a producţiei, prin folosirea integrală a timpului de muncă; paralel cu aceasta se intensifică acţiunea de adaptare şi modernizare a utilajelor din fabricaţie pentru obţinerea unor viteze mai mari de lucru, se introduc noi dispozitive şi se îmbunătăţesc tehnologiile de fabricaţie.

Toate acestea fac ca, între anii 1948—1960 capacităţile de producţie să crească de peste şase ori, fără ca investiţiiel privind dotarea tehnică cu noi utilaje să se facă prea mult simţite.

Producţia de lămpi electrice cu incandescenţă a fost asimilată în ţara noastră la început cu un grad de integrare foarte redus, importîndu-se cea mai mare parte din semifabricatele necesare (sticlă de plumb, baloane, electrozi, spirale, socluri).

Începînd din anul 1959 se execută în ţară toate semifabricatele din sticlă, plumb şi magneziu şi semifabricatele metalice, cu excepţia spiralelor duble care parţial se procură încă din import. Pentru etapele următoare se va asimila fabricarea în ţară a sîrmelor de dumet, molibden şi wolfram.

În aceeaşi perioadă are loc o diversificare mai accentuară a producţiei de lămpi electrice, corespunzător nivelelor de dezvoltare din celelalte ramuri ale economiei naţionale. Creşterea accentuată a producţiei de autovehicule şi tractoare, biciclete, motociclete, aparate de radiorecepţie, lanterne de buzunar, maşini de cusut, aparate medicale, impune dezvoltarea rapidă a producţiei de lămpi electrice speciale.

Mecanizarea şi automatizarea instalaţiilor de producţie şi comunicaţii în toate sectoarele economice, asimilarea în ţară a producţiei de locomotive diesel electrice, diesel hidraulice şi electrice, precum şi a altor dispozitive şi aparate de mare diversitate, determină trecerea la asimilarea unui număr ridicat de sortimente. Industria aparatelor electrovid reuşeşte în perioade scurte de timp să satisfacă noile cerinţe printr-o dinamică vie a producţiei de lămpi electrice cu incandescenţă speciale, cu un ritm de creştere mult superior ritmului mediu de creştere al producţiei de lămpi electrice.

Astfel dacă în anul 1950 lămpile speciale reprezentau circa 10%, în anul 1960 acestea au reprezentat 36,5% din totalul lămpilor electrice. Pentru 1970 s-a planificat un procent de

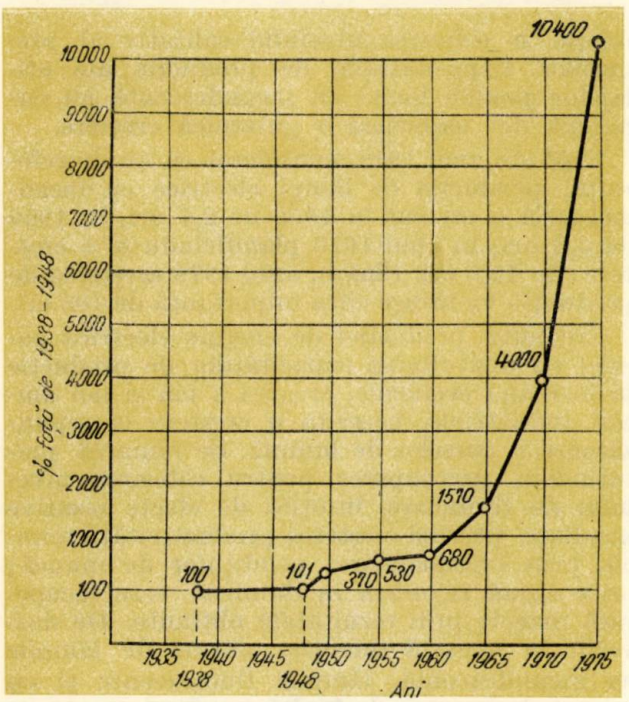


Fig. 1

50%, pentru ca în 1975 lămpile speciale să întreacă ponderea lămpilor normale.

În anul 1960 întreprinderea Electrofar — Bucureşti se reprofilează pe execuţia lămpilor cu descărcări de gaze, iar întreaga pro-

ducţie de lămpi electrice cu incandescenţă se concentrează la Steaua electrică—Fieni.

După 1960, dotarea tehnică cu noi utilaje şi mărimea spaţiilor de producţie cunosc o curbă ascendentă continuă, concretizată în creşteri importante ale capacităţiilor de pro-

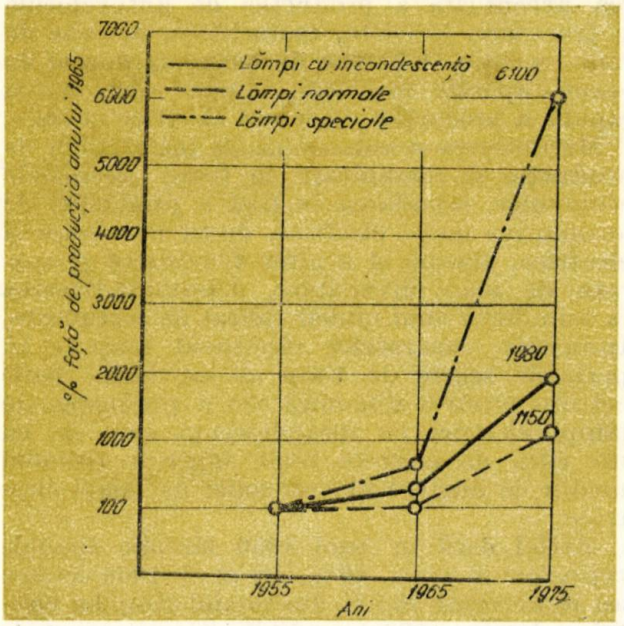


Fig. 2

ducţie şi ridicarea nivelului calitativ al produselor. Capacitatăţile de producţie ale utilajelor pentru lămpi cu incandescenţă au cunoscut de asemenea o puternică creştere.

Faţă de anul 1948, considerat ca an de referinţă, producţia de lămpi electrice cu incandescenţă a crescut în 1950 de 2,7 ori, în 1960 de 6,8 ori, în anul 1970 planificîndu-se o creştere de 40,5 ori. Pînă în anul 1975 creşterea de producţie va atinge cifra importantă de 105 ori.

Creşterea producţiei de energie electrică paralel cu dezvoltarea capacităţilor de producţie în întreaga economie, crearea a noi şi noi unităţi industriale, necesită o creştere corespunzătoare a surselor de lumină. Se remarcă pretutindeni preocuparea pentru ridicarea nivelului de iluminare, însoţită de efecte pozitive imediate privind creşterea productivităţii muncii, prin îmbunătăţirea condiţiilor de muncă; orice sumă investită în iluminat este recuperată înzecit prin rezultatele obţinute. De dezvoltă în această direcţie, alături de lămpile cu incandescenţă, lămpile fluorescente şi cu vapori de mercur de înaltă presiune, care vor atinge în 1975 capacitatea de peste 20 ori faţă de nivelul anului 1960.

Ca tipuri de bază s-au asimilat în prima fază de dezvoltare a lămpilor fluorescente lămpile tubulare standard de 20, 40, 65 W, de culorile cele mai uzuale : alb, alb cald, alb lumina zilei, trecîndu-se apoi la fabricaţia şi a altor tipuri de lămpi de putere mai mică şi a lămpilor cu scopuri speciale; în paralel s-au asimilat tipurile de balasturi şi startere la acelaşi nivel de producţie.

Lămpile cu vapori de mercur de înaltă presiune s-au asimilat în construcţiile uzuale, de puteri 80—400 V, pe baza unor tehnologii de fabricaţie la nivelul celor mai avansate tehnologii pe plan mondial; în perspectivă se prevede asimilarea lămpilor pînă la 1 000 W, a lămpilor cu mercur în balon clar şi cu lumină neagră, a lămpilor cu vapori de mercur în balon oglindat, a lămpilor cu lumină mixtă.

În afara producţiei de bază se mai produc aparate electrovid ca : lămpi heliograf, întrerupătoare cu mercur, redresoare cu mercur, diverse tuburi de sticlă folosite în producţia de semiconductoare, tuburi pentru siguranţe electrice etc.

Între anii 1948—1970 a crescut continuu nivelul de mecanizare şi automatizare a producţiei. S-a trecut de la fabricaţia manuală a baloanelor şi balonaşelor la suflarea mecanizată. S-a trecut la tragerea mecanizată a ţevilor şi baghetelor de sticlă; s-a mărit gradul de automatizare la execuţia soclurilor pe matriţe multiple şi a început automatizarea vitritării la cald a soclurilor.

În locul vanelor vechi de topit sticlă s-au construit vane moderne cu recuperatoare de căldură şi zidărie din corhart suprarefractar, ceea ce dublează ciclul de fabricaţie şi reduce aproape cu 50% consumul de gaze.

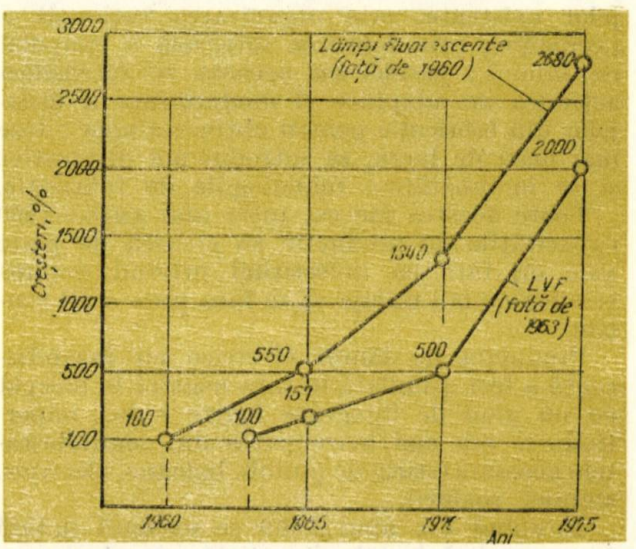


Fig. 3

În fabricaţia lămpilor electrice s-a trecut de la fabricaţia manuală la fabricaţia pe linii automate de înaltă productivitate.

Un aport important a fost realizat în această direcţie prin autoutilare : linii tehnologice şi maşini învechite au fost modernizate sau înlo-

cuite cu maşini din producţie proprie (maşini de discuri, maşini de închidere, automat de pompare, maşini şi instalaţii de matare aluminare); s-au automatizat încărcarea amestecului la vanele de topire a sticlei, a bună parte din transporturile interne dintre operaţii în producţia de lămpi şi semifabricate.

O dată cu dezvoltarea şi creşterea în ritm rapid a producţiei de televizoare, construcţia unei unităţi specializate în producerea de tuburi cinescoape a apărut ca o necesitate imperioasă, în care scop va intra în funcţiune o nouă unitate cu profil de producţie tuburi cinescoape obişnuite, cum şi tuburi pentru televiziunea în culori. Parametrii tehnici, gradul de automatizare şi mecanizare al noii fabricaţii se situează la cel mai înalt nivel existent în prezent în lume.

În fabricaţia lămpilor electrice cu incandescenţă, pentru etapa următoare s-a planificat asimilarea lămpilor pentru iluminat general (auto, protecţie foto) cu ciclu halogen, lărgirea gamelor de lămpi normale pînă la 2 000 W, asimilarea lămpilor de proiecţie medii şi mari, a lămpilor pentru aparate optice, neasimilate pînă în prezent şi care capătă utilizări tot mai numeroase în ştiinţă, tehnică şi în aparatele casnice.

O dată cu preocuparea pentru creşterea capacităţilor de producţie şi satisfacerea cerinţelor de consum, îmbunătăţirea parametrilor tehnici ai lămpilor electrice ocupă un loc de primă imprtanţă. An de an sînt modernizate soluţiile constructive depăşire, se elaborează noi soluţii constructive şi se pun în fabricaţie produse care să corespundă nivelului ridicat al produselor similare pe piaţa internaţională.

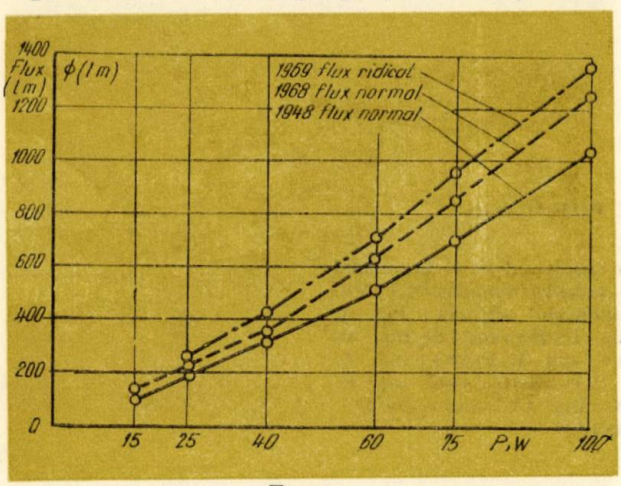


Fig. 4

O preocupare deosebită a constituit-o creşterea fluxului luminos şi duratei de exploatare a lămpilor electrice, cum şi asimilarea lămpilor normale cu flux ridicat (spirale duble).

Îmbunătăţirea caracteristicilor de flux luminos pentru lămpile normale de 15—1 000 W rezultă din dinamica pe anii 1948—1969 redată în figurile 4 şi 5.

În prezent, producţia lămpilor cu incandescenţă normale este la nivelul prescripţiilor Comisiei Electrotehnice Internaţionale, iar lămpile speciale se încadrează în prevederile

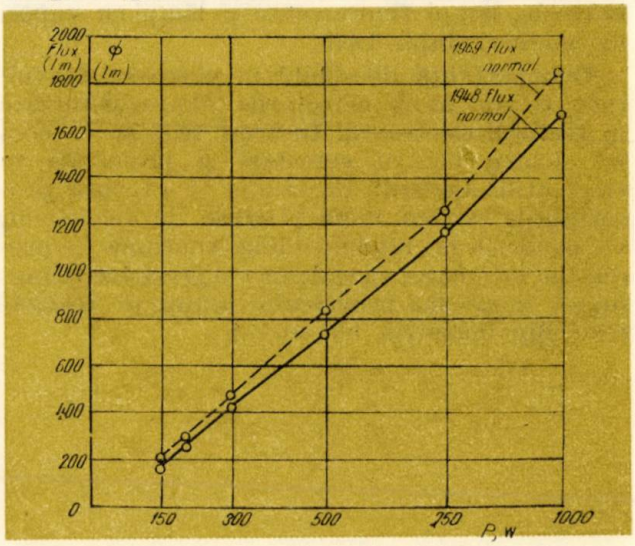


Fig. 5

tehnice ale celor mai pretenţioase standarde străine. În viitorul apropiat se va lărgi şi mai mult diversificarea producţiei, asimilîndu-se şi alte tipodimensiuni de lămpi electrice normale şi speciale.

Ca urmare a paşilor importanţi făcuţi în dezvoltarea şi perfecţionarea producţiei aparatelor electrovid şi creşterii nivelului calitativ, ţara noastră exportă la nivelul actual peste 25 % din producţia de lămpi cu vapori de mercur de înaltă presiune şi peste 10 % din producţia de lămpi electrice cu incandescenţă şi fluorescente, inclusiv aparate auxiliare.

Productivitatea muncii a crescut continuu. Între 1965—1975 creşterea va fi de aproape trei ori, iar consumul de muncă specifică va scădea corespunzător, după cum rezultă din tabela 1.

Tabela 1

Indice	Anul		
	1975	1965	1970
Productivitatea muncii, %	100	194	275
Consumul de muncă specifică, %	100	52	36,5

În etapa actuală, pentru a asigura creşterea producţiei şi asimilarea de noi produse, s-au dezvoltat toate atelierele unităţilor existente, s-au construit hale noi înzestrate cu utilaje şi instalaţii de înaltă productivitate şi se cre-

ează o nouă unitate industrială pentru producţia de tuburi cinescoape.

Pentru creearea capacităţilor de producţie pentru dezvoltarea în perspectivă în sectorul electrovid va lua fiinţă o nouă unitate care va prelua dezvoltarea de lămpi incandescente normale, lămpi fluorescente şi lămpi cu vapori de mercur, după 1970.

O importanţă deosebită în viitoarea dezvoltare o vor avea cercetările tehnico-ştiinţifice în sectorul electrovid. În acest scop se va crea un centru pentru cercetări şi proiectări în electrovid. Centrul va studia şi executa prototipurile pentru noile produse de electrovid, va colabora la modernizarea continuă a produselor asimilate, va elabora noi procedee tehnologice la nivelul progresului tehnic al realizărilor din industria electrovid.

Se vor proiecta utilajele ce urmează să se realizeze prin autoutilare.

În acest centru se vor putea studia condiţiile optime de iluminat în diferite locuri de muncă, contribuind astfel la creşterea substanţială a productivităţii muncii, la îmbunătăţirea condiţiilor de muncă şi viaţă, cum şi la aceea a calităţii produselor.

Centrul va lucra într-o largă colaborare cu institutele din ţară şi străinătate cu specific asemănător, şi cu institutele din învăţământul superior.

În felul acesta, industria electrovid din ţara noastră se va putea plasa, atît în cercetarea tehnico-ştiinţifică, cît şi în producţie, la nivelul tehnicii celei mai avansate.

COMITETUL DE REDACŢIE

Prof. ing. C. PENESCU, membru corespondent al Academiei Republicii Socialiste România — redactor responsabil; conf. ing. S. FLOREA — redactor responsabil adjunct; ing. I. BĂTRÎNA; dr. ing. S. CĂLIN; ing. E. DEATCU; dr. ing. M. DRĂGĂNESCU; ing. D. DAMSKER; ing. I. FELEA; ing. A. MILEA; ing. N. MIREA; ing. I. PAPADACHE; conf. ing. R. STERE; ing. GH. ŞTEFĂNESCU; ing. I. TEODORESCU; ing. V. ZERCICOV

Revista "AUTOMATICA ŞI ELECTRONICA", organ al Ministerului Industriei Construcţiilor de Maşini şi al Consiliului Naţional al Inginerilor şi Tehnicienilor din Republica Socialistă România, este editată de Oficiul de documentare şi publicaţii tehnice al M.I.C.M., cu sediul în Bucureşti, Calea Victoriei 133, sector 1. Telefon: redactor şef: 14.90.27; secretar general de redacţie: 13.90.87. Abonamentele se primesc la Biroul de aprovizionare comenzi-difuzare. Telefon: 16.21.70/173. Instituţiile pot achita abonamentele în contul nostru de virament 40060300 Banca Naţională a Republicii Socialiste România — Sector 1, Bucureşti. Tarif pentru instituţii şi întreprinderi: lei 100 anual; pentru muncitori, tehnicieni şi ingineri: lei 30 anual. Costul unui exemplar: lei 5. Tiparul: Întreprinderea poligrafică "Informaţia", Bucureşti, str. Brezoianu, nr. 23 — 25. C. 3536. *Taxele poştale plătite în numerar conform aprobării D.G.P. nr. 10/10275/1969.*

UZINELE

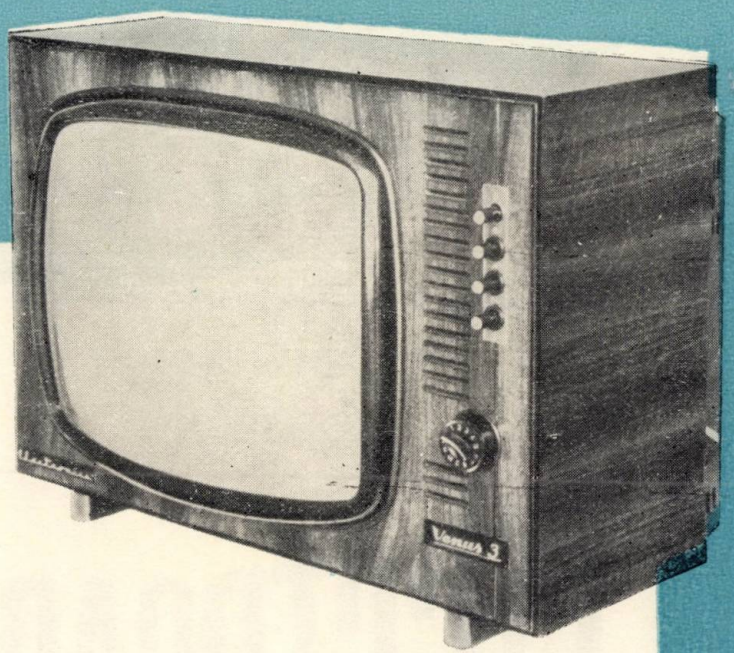
Electronica

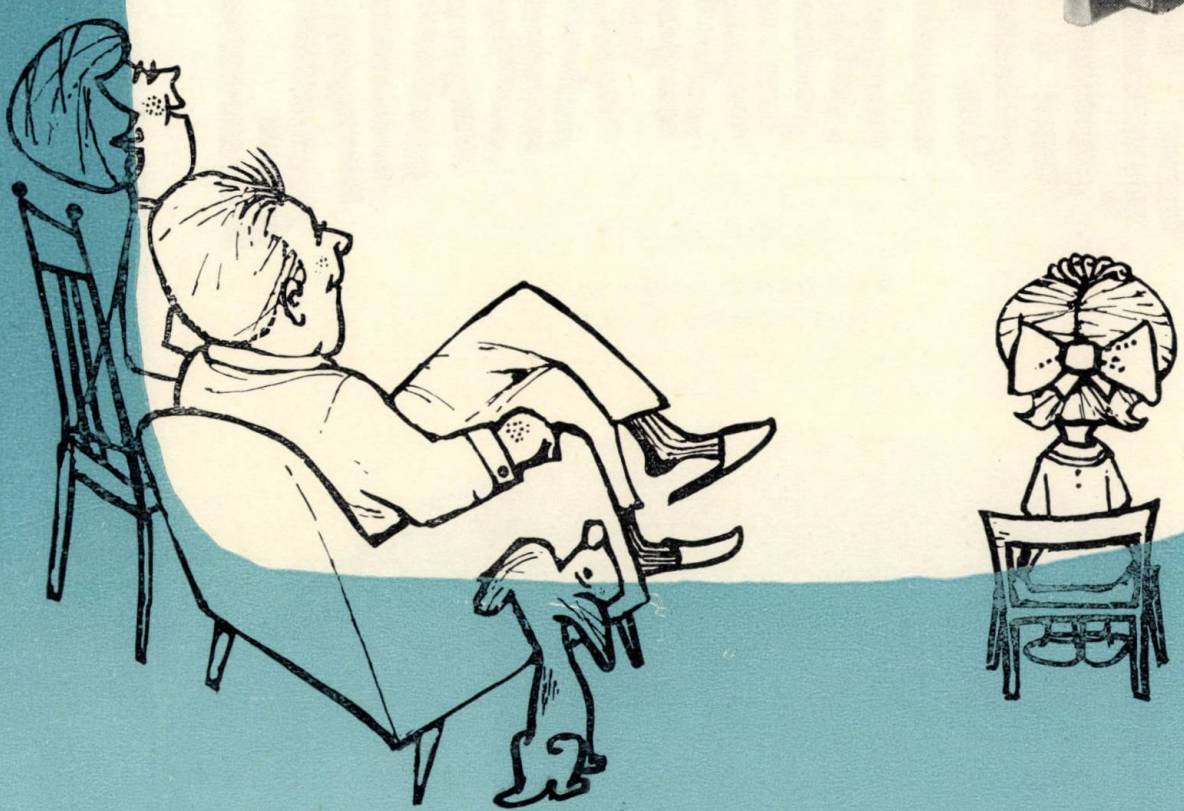
Str. Baicului nr. 82, telefon 12.19.40

Cum să rămînem acasă şi să luăm cunoştinţă de tot ce e nou în ţară şi în lumea largă?

Cum să rămînem acasă fără să renunţăm la nici un spectacol de teatru, film nou sau meci de fotbal, la nici un festival din Braşov. Cannes ori San Remo?

La toate aceste întrebări — un singur răspuns, familia de televizoare **„Venus"**, cu diagonala 47 cm — remarcabil succes al uzinei „Electronica"





Cîteva dintre calităţile acestor televizoare:

— schema electrică la nivelul tehnicii actuale, cum şi întreaga lui construcţie, asigură o imagine de mare fineţe şi un sunet de înaltă fidelitate,

— stabilizarea automată a dimensiunilor, reglajul automat al amplificării, acordul fin de tip cu memorie asigură o manipulare extrem de simplă;

— cablajele imprimate şi şasiul rabatabil asigură o deosebită siguranţă în funcţionare şi o întreţinere foarte uşoară;

— recepţionînd 12 canale, asigură oriunde vizionarea programelor transmise de toată reţeaua de televiziune din ţara noastră;

— prezentat într-o formă modernă, se încadrează armonios în orice interior.

CONTACTOARE

INTRERUPATOARE AUTOMATE

ELECTROAPARATAJ

BUCUREŞTI

B-dul Marelui Stadion nr. 3

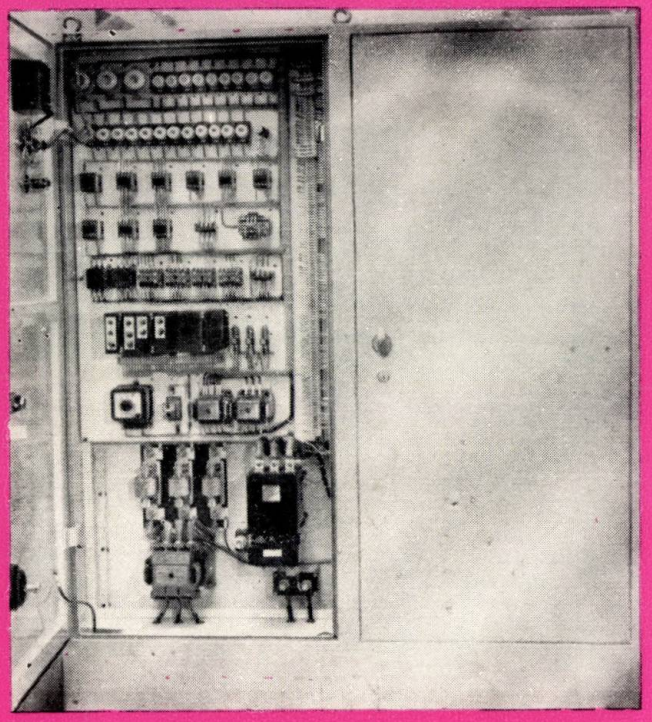
telef. 33.04.00; 33.43.75

APARATAJ DE INSTALAŢII

ECHIPAMENTE ELECTRICE

Automatica

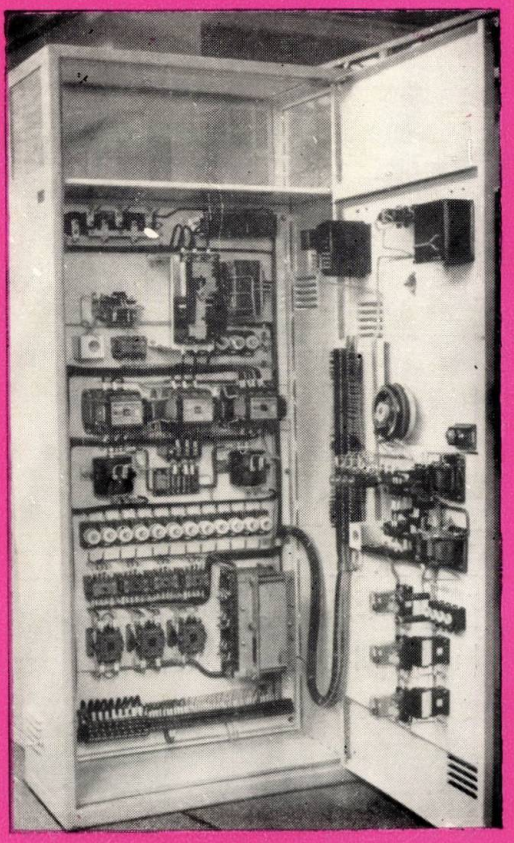
BUCUREȘTI • CALEA FLOREASCA, Nr. 159 • TELEFON 33.00.10



Execută :

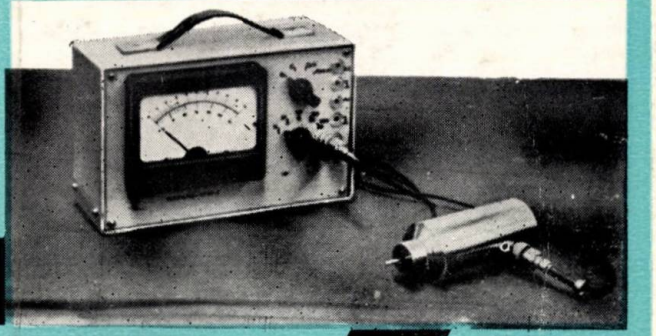
- panouri pentru automatizarea mașinilor-unelte
- panouri pentru automatizarea centralelor și stațiilor electrice
- panouri și pupitre pentru automatizarea complexă în industria siderurgică, chimică, alimentară etc.

- panouri debroșabile pentru instalații energetice
- instalații de automatizare complexe pe bază de echipament UNILOG și UNIDIN
- panouri pentru mașini prelucrătoare din industria lemnului, industria pielăriei, industria hîrtiei și industria textilă



INSTITUTUL DE CERCETĂRI ELECTRONICE

ICE, B-dul Kalinin 18, București



primește comenzi de cercetare de aparate, instalații și materiale electronice cu utilizări în laboratoare și în scopuri industriale pentru toate sectoarele economice din țară. Institutul execută studii, modele și prototipuri pentru următoarele instalații electronice:

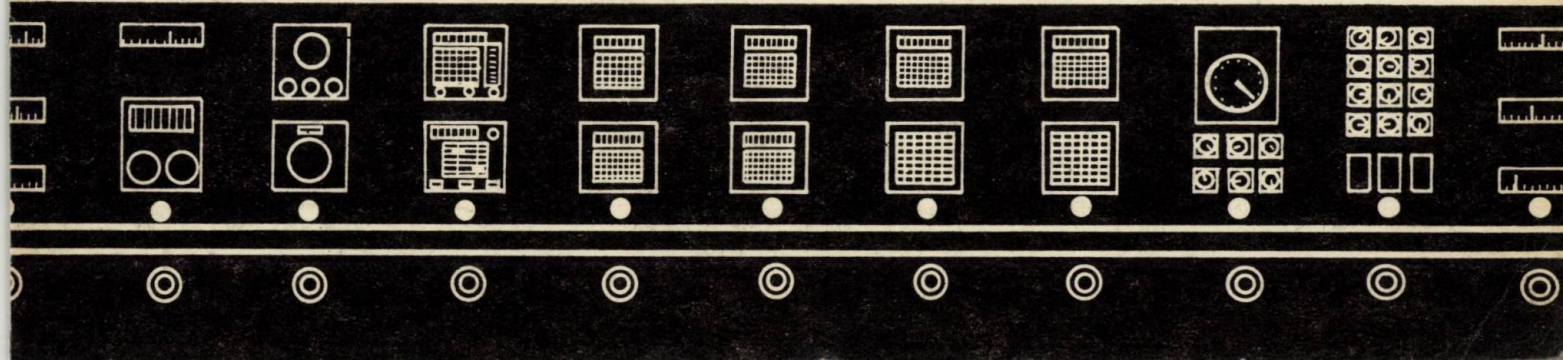
- **aparate electronice universale și speciale pentru măsurarea mărimilor electrice și neelectrice;**
- **instalații electronice pentru tratamente termice și defectoscopie;**
- **aparate și instalații electronice medicale pentru diagnostic, tratamente și proteze;**
- **materiale magnetice și dielectrice, și piese din ferite pentru radiocomunicații și automatică.**

E2551

AUTOMATICA ŞI ELECTRONICA

5

AUTOMATICA ŞI ELECTRONICA • BUCUREŞTI • VOLUMUL 13 • Nr. 5 • SEPTEMBRIE — OCTOMBRIE • 1969



MĂSURAREA PRECISĂ A TEMPERATURILOR

o cerinţă primordială a tehnologiilor moderne

Sortimentul nostru variat vă oferă posibilitatea alegerii celui mai adecvat detector de temperatură, care să corespundă întrutotul scopurilor dv.

DETECTOARELE NOASTRE ELECTRICE DE TEMPERATURĂ
ASIGURĂ MĂSURAREA PRECISĂ ÎN INTERVALUL

—200.....+2000°C!

PRODUCEM CURENT:

TERMOCUPLURI — cu unul sau două elemente sensibile montate în teacă comună

tip PR (10%) pentru intervalul 0...1300°C
tip PR (13%) pentru intervalul 0...1400°C
tip CA pentru intervalul 0...1000°C
tip Fe-Const pentru intervalul 0... 450°C

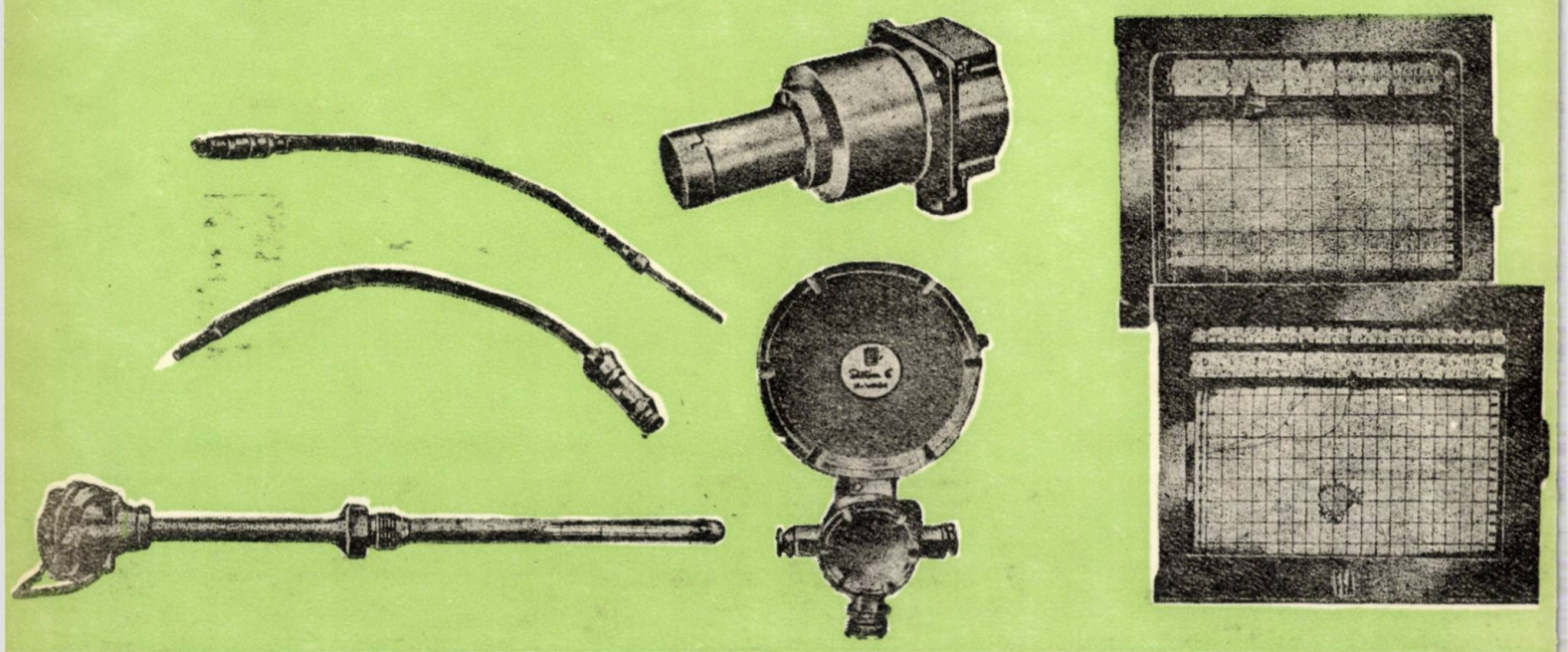
TERMOMETRE CU REZISTENŢĂ ELECTRICĂ — cu unul sau două elemente sensibile montate în teacă comună

tip Pt 46, Pt 50, Pt 100
pentru intervalul — 200... + 500°C
tip Cu 100
pentru intervalul 0... + 100°C

PIROMETRE DE RADIAŢIE TOTALĂ — cu unul sau două elemente sensibile de tip K 42 pentru intervalul + 600.. + 2000°C

IMPORTANT! Detectoarele noastre de temperatură se pot folosi împreună cu aparatura uzuală de măsurat: milivoltmetre şi, respectiv, logometre. Pentru măsurări de precizie vă recomandăm folosirea compensatoarelor şi, respectiv a punţilor noastre automate, care pe lîngă posibilitatea înregistrării şi a indicării, oferă şi avantajul efectuării unor operaţiuni suplimentare ca: reglări bipoziţionale, comenzi de semnalizare etc...
Utilizate împreună cu adaptoarele din seria ELT 160 se obţine convertirea temperaturilor în semnale unificate (2...10 mA c.c.), permiţînd astfel soluţionarea economică a instalaţiilor de măsurare, comandare sau reglare, prin folosirea elementelor de automatizare din sistemul electronic unificat e produse de noi

RUGĂM CONSULTAŢI CATALOGUL NOSTRU! PENTRU REZOLVAREA PROBLEMELOR DV DE MĂSURAREA TEMPERATURILOR VĂ ASIGURĂM COLABORAREA PROMPTĂ ŞI EFICIENTĂ A SPECIALISTILOR NOŞTRI!



FEA
BUCUREŞTI

FABRICA DE ELEMENTE PENTRU AUTOMATIZĂRI
CALEA FLOREASCA 242—244, TELEFON 34 26 60

AUTOMATICA ŞI ELECTRONICA

Vol. 13(1969), nr. 5 (septemb.—octomb.), p. 197—244

CUPRINS

CZ 681.325

Şapira, M., Marinescu, N. şi *Herman Lia Sonia*:
Instalaţie de supraveghere centralizată a încărcării utilajelor (ISMU).

Automatica şi Electronica 13, nr. 5, sept-oct 1969, p. 197—203

Se descrie o instalaţie electronică, realizată la IPA, de culegere şi prelucrare a datelor de producţie, permiţînd determinarea în orice moment a gradului de încărcare al utilajelor.

CZ 681.31

Oprescu, Al. şi *Vinea, Vl.*:
Aspecte legate de proiectarea unui sistem de calcul lucrînd în time-sharing.

Automatica şi Electronica 13, nr. 5, sept-oct 1969, p. 204—208

Se arată aspectele tehnice ale proiectării structurilor hardware şi software ale unui sistem de calcul lucrînd în time-sharing.

CZ 681.32 :681.325.6

Stănciulescu, Fl.:
Logica secvenţială asincronă şi aplicarea sa la descrierea proceselor logice din calculatorul digital.

Automatica şi Electronica 13, nr. 5, sept-oct 1969, p. 209—216

Se expun operaţiile din logica secvenţială, cu aplicaţii la descrierea logică a proceselor din calculatorul digital.

CZ 622.241 :550.834

Dumitrescu, S. şi *Dumitrică, A.*:
Dispozitive de carotaj sonic cu compensare automată a erorilor de măsură cauzate de variaţia diametrului găurii de sondă.

Automatica şi Electronica 13, nr. 5, sept-oct 1969, p. 216—225

Se descrie amănunţit un aparataj destinat carotajului sonic în investigările geofizice.

CZ 621.316.722.1

Ioanoviciu Marina şi *Miron, C.*:
Asupra alegerii elementelor neliniare pentru stabilizatoarele parametrice de curent.

Automatica şi Electronica 13, nr. 5, sept-oct 1969, p. 226—229

Se propune o metodă generală de alegere a baretorului dintr-o schemă de stabilizare parametrică a unui curent, pornind de la specificarea sarcinii şi a variaţiilor raportate ale tensiunii sursei de alimentare.

CZ 621.375.9 :621.382.08

Poenaru, D.:
Capacitatea dinamică de intrare a preamplificatoarelor sensibile la sarcină.

Automatica şi Electronica 13, nr. 5, sept-oct. 1969, p. 229—232

Se prezintă caracteristicile generale ale preamplificatoarelor sensibile la sarcină, cum şi modul de măsurare a unei capacităţi montate la intrare, în speţă capacitatea unui detector cu semiconductoare.

CZ 681.32 :621.313.333

Babuţia, I. şi *Oprendeck, B.*:
Aspecte ale utilizării calculatoarelor numerice în problemele controlului calităţii motoarelor asinerone.

Automatica şi Electronica 13, nr. 5, sept-oct 1969, p. 233—238

Se tratează problema analizei statistice a probelor tip şi a probelor de serie în producţia de motoare asincrone, folosind un calculator numeric.

CZ 621—55 :62

Papadache, I.:
Regulatoarele electronice pentru procese industriale. Constatările unei anchete din S.U.A.

Automatica şi Electronica 13, nr. 5, sept-oct 1969, p. 239—241

NOUTĂŢI 242—243
RECENZII 243—244

COMITETUL DE REDACȚIE

Prof. ing. C. PENESCU, membru corespondent al Academiei Republicii Socialiste România – redactor responsabil ; conf. ing. S. FLOREA – redactor responsabil adjunct ; ing. I. BĂTRÎNA ; dr. ing. S. CĂLIN ; ing. E. DEATCU ; dr. ing. M. DRĂGĂNESCU ; ing. D. DAMSKER ; ing. I. FELEA ; ing. A. MILEA ; ing. N. MIREA ; ing. I. PAPADACHE ; conf. ing. R. STERE ; ing. GH. ȘTEFĂNESCU ; ing. I. TEODORESCU ; ing. V. ZERCICOV.

Revista „AUTOMATICA ȘI ELECTRONICA", organ al Ministerului Industriei Construcțiilor de Mașini și al Consiliului Național al Inginerilor și Tehnicienilor din Republica Socialistă România, este editată de Oficiul de documentare și publicații tehnice al M.I.C.M., cu sediul în București, Calea Victoriei, 133, sector 1, telefon redactor șef : 14.90.27 ; secretar general de redacție: 13.90.87. Abonamentele se primesc la Biroul de aprovizionare, comenzi-difuzare, telefon 16.21.70/173. Instituțiile pot achita abonamentele în contul nostru de virament 40060300 Banca Națională a Republicii Socialiste România — Sector 1, București. Tarif pentru instituții și întreprinderi: lei 100 anual; pentru muncitori, tehnicieni și ingineri : lei 30 anual. Costul unui exemplar : lei 5. Tiparul Întreprinderea poligrafică „Informația", București, str. Brezoianu, nr. 23 — 25, c. 3662.

Taxele poștale plătite în numerar conform aprobării D.G.P. nr. 10/10275/ 1969.

INHALTSVERZEICHNIS

DK 681.325
Şapira, M., Marinescu, N. und *Herman Lia Sonia*:
Zentral-Ueberwachungsanlage der Belastung von Arbeitsmaschinen (ISMU).

Automatica şi Electronica 13, H. 5, Sept-Okt 1969, S. 197–203

Man beschreibt eine von der IPA erzeugte elektronische Anlage zur Aufzeichnung und Bearbeitung der Leistungsdaten. Die Einrichtung ermöglicht die Feststellung des Belastungsgrades der Maschinen zu jedem Zeitpunkt.

DK 681.31
Oprescu, Al. und *Vinea, Vl.*:
Aspekte bzgl. des Entwurfes eines Berechnungssystems timesharing.

Automatica şi Electronica 13, H. 5, Sept-Okt 1969, S. 204–208

Dargestellt werden die technischen Aspekte beim Entwurf der Hardware- und Softwarestrukturen eines in time-sharing arbeitenden Berechnungssystems.

DK 681.32:681.325.6
Stănciulescu, Fl.:
Die sequentionelle asynchrone Logik und ihre Anwendung bei der Beschreibung der logischen Vorgänge in der digitalen Berechnungseinrichtung.

Automatica şi Electronica 13, H. 5, Sept-Okt 1969, S. 209–216

Es werden die Operationen der Sequentiallogik dargestellt, mit Anwendungen auf die logische Beschreibungen der Vorgänge im Digitalrechner.

DK 622.241:550.834
Dumitrescu, S. und *Dumitrică, A.*:
Schallkarottage-Einrichtungen mit automatischem Ausgleich der Messfehler, die von der Aenderung des Bohrlochdurchmesser stammen.

Automatica şi Electronica 13, H. 5, Sept-Okt 1969, S. 216–225

Man beschreibt ausführlich eine Einrichtung zur Schallkarottage bei geophysikalischen Untersuchungen.

DK 621.316.722.1
Ioanoviciu Marina und *Miron, C.*:
Ueber die Wahl der nichtlinearen Elemente für die parametrischen Stromstabilisatoren.

Automatica şi Electronica 13, H. 5, Sept-Okt 1969, S. 226–229

Vorgeschlagen wird eine Allgemeinmethode zur Wahl des Barretters aus dem Schema der parametrischen Stabilisierung eines Stromes, ausgehend von der Spezifikation der Belastung und der rapportierten Schwankungen der Spannung am Speisepunkt.

DK 621.375.9:621.382.08
Poenaru, D.:
Die dynamische Eingangskapazität der lastempfindlichen Vorverstärker.

Automatica şi Electronica 13, H. 5, Sept-Okt 1969, S. 220–232

Es werden die allgemeinen Charakteristiken der lastempfindlichen Vorverstärker dargestellt sowie die Messart einer sich am Eingang befindlichen Kapazität, in diesem Fall der Kapazität eines Halbleiterdetektors.

DK 681.32:621.313.333
Babuţia, I. und *Oprendeck, B.*:
Aspekte der Anwendung von Digitalrechnern bei Aufgaben der Qualitätsprüfung von Asynchronmotoren.

Automatica şi Electronica 13, H. 5, Sept-Okt 1969, S. 233–238

Behandelt wird das Problem der statistischen Analyse von Einheits- und Reihenprüfungen in der Herstellung von Asynchronmotoren bei Verwendung eines Digitalrechners.

DK 621–55:62
Papadache, I.:
Elektronische Regler bei industriellen Prozessen. Feststellungen einer Untersuchung in den U.S.A.

Automatica şi Electronica 13, H. 5, Sept-Okt 1969, S. 239–241

AKTUELLES 241–243
BUCHBESPRECHUNGEN 243–244

SOMMAIRE

CD 681.325

Şapira, M., Marinescu, N. et Herman Lia Sonia:

Installation centrale pour surveiller le chargement des outillages (ISMU).

Automatica şi Electronica 13, no. 5, sept-oct 1969 p. 197–203

On décrit une installation électronique réalisée par l'I.P.A. pour le relèvement et l'interprétation des données de la production, installation qui permet de déterminer à n'importe quel moment, le degré de chargement (de sollicitation) des outillages.

CD 681.31

Oprescu, Al. et *Vinea, Vl.*:

Aspects concernant l'élaboration des projets pour un système de calcul travaillant en time-sharing.

Automatica şi Electronica 13, no. 5, sept-oct 1969, p. 204–208

On présente les aspects techniques de l'élaboration des projets des structures hardware et software d'un système de calcul travaillant en time-sharing.

CD 681.32 :681.325.6

Stănciulescu, Fl.:

La logique en séquences asynchrone et son application lors de la description des processus logiques du calculateur digital.

Automatica şi Electronica 13, no. 5, sept-oct 1969, p. 209–216

On expose les opérations de la logique en séquences, à applications lors de la description logique des processus du calculateur digital.

CD 622.241. :550.834

Dumitrescu, S. et *Dumitrică, A.*:

Dispositifs de carottage sonique à compensation automatique des erreurs de mesure causées par la variation du diamètre de l'orifice de la sonde.

Automatica şi Electronica 13, no. 5, sept-oct 1969, p. 216–225

On décrit en détail un appareillage destiné au carottage sonique dans les investigations géophysiques.

CD 621.316.722.1

Ioanoviciu Marina et *Miron, C.*:

Considérations concernant le choix des éléments non-linéaires des stabilisateurs paramétriques de courant.

Automatica şi Electronica 13, no. 5, sept-oct 1969, p. 226–229

On propose une méthode générale pour le choix du barretter d'un schéma de stabilisation paramétrique d'un courant, en partant de la spécification de la charge et des variations rapportées de la tension de la source d'alimentation.

CD 621.375.9 :621.382.08

Poenaru, D.:

La capacité dynamique d'entrée des pré-amplificateurs sensibles à la charge.

Automatica şi Electronica 13, no. 5, sept-oct 1969, p. 229–232

On présente les caractéristiques générales des pré-amplificateurs sensibles à la charge et la manière de mesurer une capacité montée à l'entrée, notamment la capacité d'un détecteur à semi-conducteurs.

CD 681.32 :621.313.333

Babuţia, I. et *Oprendeck, B.*:

Aspects de l'utilisation des calculateurs numériques dans les problèmes du contrôle de la qualité des moteurs asynchrones.

Automatica şi Electronica 13, no. 5, sept-oct 1969, p. 233–238

On traite le problème de l'analyse statistique des éprouvettes — type ainsi que des épreuves en série pendant la production des moteurs asynchrones, en utilisant un calculateur numérique.

CD 621–55 :62

Papadache, I.:

Les régulateurs électroniques pour les processus industriels. Constatations d'une enquête effectuée aux Etats-Unis.

Automatica şi Electronica 13, no. 5, sept-oct 1969, p. 239–241

ACTUALITÉS 242–243

COMPTES RENDUS 243–244

AUTOMATICA şi ELECTRONICA

REVISTĂ TEHNICO-ŞTIINŢIFICĂ DE AUTOMATICĂ, ELECTRONICĂ INDUSTRIALĂ ŞI TEHNICĂ NUCLEARĂ

ORGAN AL MINISTERULUI INDUSTRIEI CONSTRUCŢIILOR DE MAŞINI ŞI AL CONSILIULUI NAŢIONAL AL INGINERILOR ŞI TEHNICIENILOR DIN REPUBLICA SOCIALISTĂ ROMÂNIA

Vol. XIII (pag. 197 — 244) nr. 5, septembrie — octombrie Bucureşti, 1969

Dr. ing. M. ŞAPIRA, ing. N. MARINESCU şi ing. LIA SONIA HERMAN

Instalaţie de supraveghere centralizată a încărcării utilajelor (ISMU)

Instalaţiile pentru supravegherea centralizată a utilajelor nu prezintă o noutate în tehnică. Încă în anul 1939 firma Hasler & Berne producea o asemenea instalaţie sub denumirea de „enregistreur central" cu ajutorul căruia urmărea funcţionarea a 36 de utilaje.

La ora actuală s-a extins tendinţa ca, pe lîngă folosirea maşinilor şi instalaţiilor automatizate de înaltă productivitate, să se utilizeze şi mijloace de producţie existente prin aplicacarea optimă a metodelor moderne de organizare. Măsurile organizatorice adecvate întreprinderii pot fi deduse însă abia după ce s-au stabilit, cu regularitate şi obiectiv, perioadele de funcţionare şi oprire a mijloacelor de producţie şi cauzele care au dus la oprirea maşinilor. Cu ajutorul acestor date se pot realiza calcule exacte ale capacităţii de producţie, se pot analiza timpii neproductivi, se pot obţine situaţii statistice exacte etc.

Toate aceste date sînt obţinute cu ajutorul unor instalaţii care, în funcţie de firma producătoare, poartă numele de procesograf, tehnograf, înregistrator central etc. Ele servesc în acelaşi timp pentru conducerea operativă şi conducerea producţiei şi, în anumite limite, pentru optimizarea procesului de fabricaţie. Aceasta este realizată prin dispecerul instalaţiei, care are o privire de ansamblu asupra stării momentane a maşinilor conectate la instalaţie şi mijloace de comunicaţie pentru a interveni operativ.

În acelaşi timp aceste instalaţii formează un element de legătură pentru comanda complet automatizată şi complexă a proceselor de producţie cu calculatoare on-line. Spre exemplu, pentru introducerea unui calculator ar trebui să existe date culese pe o perioadă mai îndelungată de timp, din care să se poată deduce relaţii matematice necesare planificării.

O dată cu dezvoltarea capacităţilor de producţie din ţara noastră, precum şi a acţiunii de organizare ştiinţifică a producţiei, s-a pus problema realizării unei instalaţii de supraveghere automată a încărcării utilajelor.

O asemenea instalaţie a fost realizată în cadrul IPA. În cele ce urmează se face o descriere a acestei instalaţii şi a posibilităţilor ei, urmînd ca într-un articol unitar să fie tratată problema traductoarelor de pe maşinile-unelte, eficienţa economică a instalaţiei, precum şi analiza funcţionării experimentale a modelului de laborator şi a prototipului industrial. Instalaţia este în întregime transistorizată, fiind realizată cu elemente UNILOG indigene.

Soluţia adoptată. Instalaţia pentru supravegherea centralizată a încărcării utilajelor imprimă, cu ajutorul unui teleimprimator, datele care converg la dispecer din două categorii de surse de informaţie: maşinile-unelte, postul de control.

Aceste date sînt în acelaşi timp perforate pe bandă în cod telegrafic 2.

Capacitatea instalaţiei proiectate este de 50 de maşini-unelte supravegheate şi un post de control. Această capacitate este determinată atît de necesităţile obiective ale unor secţii medii de producţie cît şi de numărul de date ce se pot înscrie pe un rînd de coală de teleimprimator, asigurîndu-se o departajare între anumite grupuri de maşini.

Foaia de teleimprimator are înfăţişarea din tabela 1.

Tabela 1

Nr. maşinii				Tehnodate				
1	2	3	50					
0	0	0						
0	1	0						
0	1	1		3	1	1		
1	2	2						
1	2	2						
2	2	2		4	0	1	0	3
2	2	2						
2	2	1						
2	2	2		0	1	3	3	7
0	1	2						
5	2	2						
5	2	2		1	2	4		
5	2	1						
5	2	2						

Aşa cum se arată în capitolele următoare, instalaţia analizează pe rînd starea celor 50 de maşini-unelte şi apoi postul de control şi înscrie datele cu ajutorul teleimprimatorului pentru care instalaţia produce toate comenzile specifice.

Pe coala de teleimprimator sînt deci imprimate pe orizontală, de la stînga la dreapta, stările celor 50 de maşini-unelte, după care sînt înscrise tehnodatele transmise de postul de control.

Pe verticală se acumulează datele privind fiecare dintre cele 50 de maşini-unelte. Pentru tehnodate, coloanele verticale nu au nici o semnificaţie. Avînd în vedere că durata între două imprimări consecutive privind aceeaşi maşină este strict stabilită, axa verticală a colii de teleimprimator poate fi asimilată cu o axă a timpului.

În afară de colectarea şi imprimarea datelor la care ne-am referit mai sus, instalaţia realizează şi o serie de operaţii de înregistrări pe contoare şi semnalizări cu lămpi care vor fi detaliate în cele ce urmează:

Informaţiile de la maşini-unelte. Aceste informaţii sînt de două tipuri:

a) obiective, privind starea de lucru a maşinii-unelte;

b) subiective, privind cauza staţionării maşinii-unelte.

Informaţiile obiective sînt codificate astfel:

0 — maşina stă;

1 — mers în gol;

2 — maşina lucrează efectiv.

Informaţiile subiective privesc staţionările relativ îndelungate ale maşinilor-unelte şi sînt codificate astfel:

3 — revizie;

4 — avarie mecanică;

5 — avarie electrică;

6 — lipsă materiale;

7 — lipsă scule sau desene.

Informaţiile subiective sînt introduse de muncitorul care deserveşte maşina, cu ajutorul unui comutator. Acest comutator este readus în poziţia zero atunci cînd a fost depăşită situaţia care a provocat oprirea maşinii.

Cele opt informaţii sînt transmise de la maşină la dispecer pe trei fire în cod binar paralel.

Codificarea de mai sus prezintă doar un exemplu şi, în funcţie de necesităţile secţiilor, ea poate fi schimbată după dorinţă. Desigur că unele informaţii privind staţionarea maşinilor-unelte pot fi luate de la traductoare (obiective).

Alte posibilităţi de prelucrare a informaţiilor de la maşini-unelte. Informaţiile pot fi preluate de la orice traductor. Mai mult, în cazul în care numărul informaţiilor de la un punct este mai mare decît opt, se pot utiliza două poziţii, putîndu-se astfel prelua 64 de informaţii codificate etc. În cazul maşinilor cheie dintr-o uzină, al frezelor portale, al borwerkurilor etc., poate fi recomandabilă utilizarea unor traductoare complexe care să fie conectate la instalaţie.

Informaţiile de la postul de control. La postul de control sînt montate cinci comutatoare rotative cu cîte 11 poziţii, comutatoare pe care controlorul fixează numărul pe care doreşte să-l transmită la dispecer. Aceste numere, compuse din cinci poziţii zecimale, informează asupra numărului de piese, codului lor, rezultatului operaţiei de control, numărului maşinii-unelte etc.

Astfel instalaţia face în fond operaţia de prelucrare primară a datelor de producţie, iar amplasarea ei la punctul de control este legată de faptul că numai după controlul de calitate se cunoaşte exact situaţia efectivă a producţiei. Controlorul transmite date privind un număr relativ mare de piese cu acelaşi cod, ceea ce micşorează numărul mesajelor transmise.

Varianta după care aceste date ar putea fi transmise de fiecare maşină-unealtă în parte a fost înlăturată datorită faptului că distrage muncitorul de la munca operativă, poate introduce multe date false şi, în general, dă loc la o serie întreagă de operaţii greoaie de însumare şi prelucrare a datelor şi nu poate da indicaţii asupra calităţii producţiei.

O dată înregistrat numărul de cele cinci comutatoare, operatorul de la control apasă un buton care face să se aprindă o lampă de semnalizare. După citirea informaţiei de către instalaţia dispecer, lampa semnalizatoare se stinge şi o nouă informaţie poate fi introdusă. Nu există nici o îngrădire în legătură cu momentul în care este înscrisă informaţia.

Instalaţia este astfel concepută încît la postul de control nu există echipament electronic.

Se menţionează că tehnodatele enumerate mai sus nu epuizează numărul informaţiilor ce pot fi transmise de la postul de control. Astfel, de exemplu, este posibilă transmiterea datelor înscrise pe bonul de lucru cu scopul final de a obţine în mod automat statele de salarii ale muncitorilor direct productivi.

Alte servicii asigurate de către instalaţie. A. La punctul de dispecer se asigură următoarele semnalizări şi se fac următoarele înregistrări:

a) Se semnalizează prin lămpi pentru fiecare maşină-unealtă în parte stările:

1 — mers în gol, cu lampă de culoare albă;

2 — maşina lucrează efectiv, cu lampă de culoare verde;

0, 4, 5, 6, 7 (staţionările) — cu lampă de culoare roşie;

3 — revizie, toate lămpile stinse.

b) Se semnalizează cu patru lămpi stările 4, 5, 6, 7. Aceste lămpi individuale au o funcţie sintetică, aprinzîndu-se ori de cîte ori există o întrerupere de acest tip în instalaţie. Pe pupitrul dispecer există butoane cu ajutorul că-

rora aceste lămpi pot fi stinse, însă ele se aprind automat la beleiajul următor dacă nu a fost îndepărtat motivul staţionării şi muncitorul nu a reluat locul de muncă prin readucerea comutatorului la poziţia zero. Determinarea locului precis al deranjamentului se face prin citirea datelor înscrise de teleimprimator.

c) Se semnalizează prin buzer trecerile (de baleiaj) prin puncte de lucru avînd stările 4, 5, 6 sau 7.

d) Se înregistrează pe contoare de impuls aferente fiecărei maşini-unelte timpul efectiv de funcţionare corespunzător situaţiei 2, cu o precizie de circa 1/3 s.

e) Cu ajutorul a două contoare montate pe pupitrul de comandă (dispecer) se înregistrează :

— timpul de funcţionare productiv integrat pentru ansamblul maşinilor-unelte supravegheate (timp total productiv);

— timpul efectiv de supraveghere a maşinilor-unelte de către instalaţia ISMU (timp funcţionare).

Raportul dintre timpul de funcţionare şi timpul total productiv reprezintă coeficientul de încărcare al tuturor maşinilor-unelte supravegheate.

În caz că se doreşte obţinerea unui asemenea coeficient pe una sau mai multe secţii, există posibilitatea conectării unui dispozitiv opţional care să realizeze această funcţiune.

B. La serviciile alarmabile sînt semnalizate prin lămpi şi buzere opririle respective.

Prin servicii alarmabile se înţeleg serviciile care răspund de remedierea imediată a cauzelor pentru care maşinile-unelte au fost oprite. De exemplu, pentru starea 4 (avarie mecanică) serviciul alarmat este cel al mecanicului sef.

Lămpile şi buzerele sînt conectate în paralel cu lămpile de la dispecer (menţionate la punctul b), cu aceleaşi condiţionări ale anulării semnalizărilor.

La fiecare serviciu alarmabil există o singură lampă de semnalizare. La aprinderea ei serviciul alarmabil respectiv ia imediat legătura cu dispecerul care îi comunică exact numărul maşinii oprite în starea respectivă.

Sistemul de legături telefonice. Instalaţia nu prevede un sistem telefonic propriu ci este astfel concepută încît să se înscrie în centrala telefonică a uzinei.

Se prevede ca o instalaţie pentru supravegherea a 50 de maşini-unelte să fie dotată la dispecer cu două telefoane şi, eventual, fiecare linie tehnologică să fie dotată cu un post telefonic conectat la centrala telefonică a uzinei.

Instalaţia poate fi prevăzută opţional cu un magnetofon instalat în pupitrul dispecer, care să înregistreze automat convorbirile dispecerului cu conducerea serviciilor alarmabile şi posturile telefonice ale liniilor tehnologice etc.

Tactul elementar al instalaţiei. Întreaga instalaţie centrală funcţionează în impulsuri. Tactul elementar al instalaţiei este de 20 ms corespunzător frecvenţei de 50 Hz a reţelei. Această frecvenţă a fost aleasă datorită faptului că teleimprimatoarele obişnuite funcţionează cu o viteză telegrafică de 50 bauzi (fig. 1).

Tactul elementar este realizat cu ajutorul unui formator de impuls UNILOG *1* care primeşte la intrare o tensiune de 40 V 50 Hz, obţinută de la reţea printr-un transformator.

Frecvenţa reţelei poate varia în cele mai grele situaţii cu $\pm$ 1%, ceea ce constituie o precizie suficientă pentru instalaţia proiectată şi înlătură necesitatea unor oscilatoare pilot scumpe şi greu de întreţinut.

Pentru cazurile în care se va lucra cu o viteză telegrafică de 100 bauzi se va folosi un dispozitiv opţional care va furniza tacte elementare de 10 ms. Se subliniază posibilitatea instalaţiei de a lucra şi cu această viteză telegrafică, precum şi posibilitatea în acest caz de a realiza sincronizarea tot cu ajutorul tensiunii de reţea. Se prevede un dispozitiv opţional şi pentru viteza telegrafică de 75 bauzi.

Semnalul telegrafic. Instalaţia este concepută să lucreze la ieşire în cod telegrafic 2.

Semnalul telegrafic pentru un semn este compus cum se arată în figura 2.

Pentru a nu complica aparatura s-a mărit pauza (STOP) de la 30 la 40 ms, astfel încît înscrierea unui semn durează 160 ms, respectiv opt tacte elementare. Astfel forma semnalului este cea din figura 3.

Intrarea în echipamentul central şi convertorul telegrafic. Fiecare boxă de maşină-unealtă este legată la echipamentul comun prin trei fire, corespunzătoare necesităţii de a recepţiona opt informaţii distincte. Aşa cum se va arăta în cele ce urmează, cele 50 de boxe de maşini-unelte sînt baleiate pe rînd sau, cu alte cuvinte, sînt conectate pe rînd la echipamentul central.

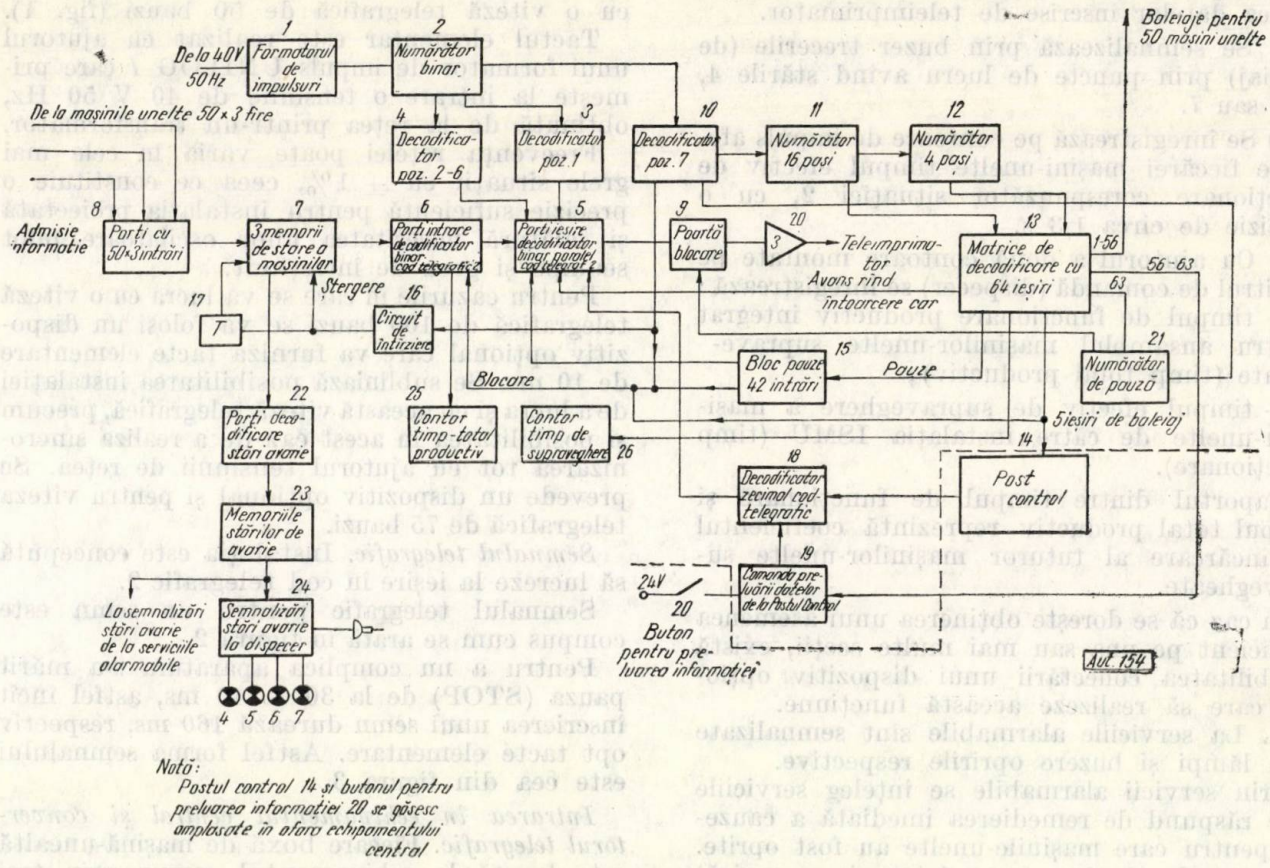
Legătura dintre boxele de maşini-unelte şi echipamentul central se face prin porţi de intrare cu 50 $\times$ 3 intrări care atacă trei memorii de stare a maşinilor, în care informaţia provenită de la maşina care este examinată este menţinută pe o durată apropiată de 160 ms, atît cît este necesar pentru imprimarea unui semnal.

Atunci cînd se trece de la examinarea unei maşini la examinarea următoarei, memoria de stare a maşinii *7* este ştearsă de decodificatorul *10* prin circuitul de întîrziere *16*. Admisia informaţiilor în memoriile de stare *7* se face într-un timp relativ scurt (circa 4—5 ms) pentru a evita pe cît posibil ambiguitatea. Circuitul timp *17* asigură această funcţiune.

Informaţiile sosite de la boxele de maşini-unelte sînt în cod binar—paralel şi sînt memorate ca atare. Pentru a putea fi imprimate

cu ajutorul unui teleimprimator este necesar să se realizeze o conversie din cod binar-paralel în cod telegrafic 2 serie. Această conversie se face cu ajutorul unui distribuitor şi al unor porţi intercalate între memoriile de stare *7* pulsurile necesare semnalului de START, respectiv impulsurile pentru cifrele semnificative.

Decodificatorul are două rînduri de porţi: porţile de intrare *6* legate direct la memoriile de stare a maşinilor *7* şi porţile de ieşire *5*



Notă:
Postul control 14 şi butonul pentru prelevarea informaţiei 20 se găsesc amplasate în afara echipamentului central

Fig. 1. Schema bloc a ISMU.

şi amplificatorul de 3W *20* care atacă bobinele teleimprimatorului.

Distribuitorul este format dintr-un numărător binar serie *2* care asigură trenurile de opt impulsuri necesare înscrierii unui semn, şi şi două decodificatoare *3* şi *4*, care extrag im-

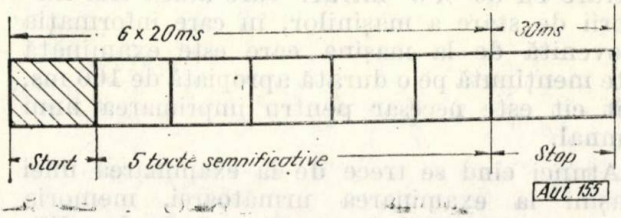


Fig. 2.

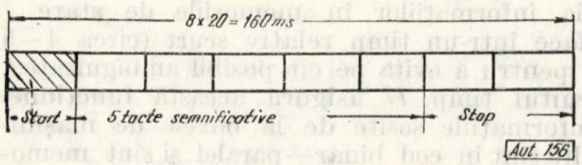


Fig. 3.

corespunzătoare cifrelor semnificative din codul telegrafic 2.

Baleiajul boxelor de maşini-unelte. Cu ajutorul unei matrice de 16 × 4 elemente se asigură baleiajul şi deci conectarea la echipamentul central a 64 de puncte distincte repartizate astfel:

50 puncte maşini-unelte;
5 puncte post de control;
5 puncte pauză;
1 punct trecere pe cifre (la începutul fiecărui rînd);
1 punct avans rînd;
1 punct întoarcere car;
1 punct nefolosit.

Pauzele sînt spaţii corespunzătoare unui semn dar în care nu se imprimă nimic şi servesc pentru gruparea maşinilor şi uşurarea citirii informaţiilor înscrise pe coala de teleimprimator.

Matricea de decodificare cu 64 de ieşiri este selectată cu un numărător de 16 paşi *11* şi un numărător de patru paşi *12*. Alegerea unei matrice dreptunghiulare a fost determinată

în special de numărul de intrări maxime (cinci) pe care le admite un modul NICI-UNILOG. Faţă de soluţia clasică cu distribuitor, matricea folosită utilizează un număr mai mic de elemente.

În ceea ce priveşte ieşirile din matrice, primii 56 de paşi sînt atribuiţi baleiajului maşinilor-unelte şi realizării pauzelor. În funcţie de numărul de maşini-unelte supravegheate, un număr mai mare sau mai mic din aceste ieşiri sînt legate la intrările blocului de pauze. Acest bloc are 42 de intrări corespunzînd la posibi-

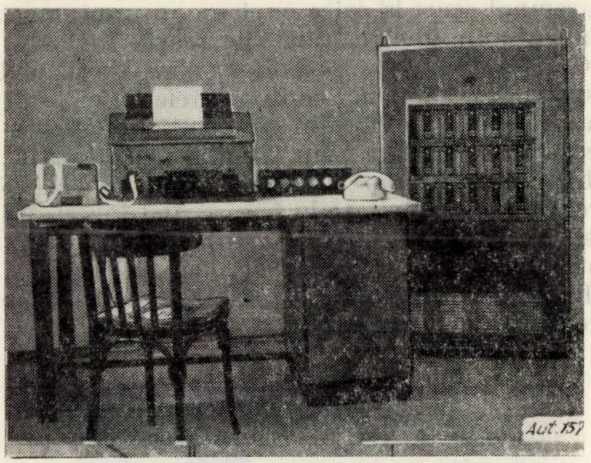


Fig. 4. Instalaţia de supraveghere a încărcării utilajelor. Model de laborator.

litatea instalaţiei de a efectua pînă la 43 de paşi. Blocul de pauze atacă direct porţile de ieşire decodificate *5* şi blochează concomitent porţile de intrare ale decodificatorului *6*. Paşii 57—61 sînt folosiţi pentru baleiajul celor cinci comutatoare de la postul de control. Şi pe durata acestui baleiaj porţile de intrare (6) în decodificator sînt blocate.

Se menţionează că porţile de intrare în decodificator *6* sînt blocate şi pe durata tactului 8 a fiecărui semn prin decodificatorul *10*.

Circuitele aferente echipamentului de la postul de control. Baleiajul punctelor 57—61 atacă succesiv cursoarele celor cinci comutatoare de la postul de control. Ieşirile acestor comutatoare, legate în paralel, dau informaţii zecimale asupra cifrelor înscrise pe comutatoare.

Pentru a putea înscrie aceste informaţii cu ajutorul teleimprimatorului se foloseşte un decodificator zecimal — cod telegrafic *18* care formează tactele semnificative ale semnului ce urmează să fie tipărit şi care atacă direct porţile de ieşire din decodificator *5*.

Un circuit de comandă a preluării datelor de la postul de control *19* asigură deblocarea decodificatorului zecimal cod telegrafic *18* numai pe durata baleiajului comutatoarelor şi numai în cazul în care s-a înscris efectiv o informaţie prin apăsarea butonului pentru prelucrarea informaţiei *20*.

Se menţionează că pe echipamentul de la postul de control se aprinde o lampă roşie la apăsarea pe butonul arătat mai sus, lampă care se stinge după ce cursoarele comutatoarelor au fost baleiate, moment după care se poate introduce o nouă informaţie.

Numărătorul de pauză. Numărătorul de pauză *21* este introdus pentru a obţine o durată oarecare pasivă între două examinări succesive ale aceluiaşi punct. Durata minimă între două examinări succesive obţinute atunci cînd este ocolit numărătorul de pauză *21* este de 63×160 ms $= 10{,}08$ s, la o viteză telegrafică de 50 bauzi.

În varianta de bază, prezentată în acest proiect, numărătorul de pauză *21* introduce o pauză echivalentă înscrierii a *12* semne între baleiajul punctului 63 şi baleiajul punctului 1, astfel încît durata dintre două examinări succesive ale aceluiaşi punct devine 75×160 ms $= 12$ s.

Rezultă că într-un minut fiecare punct este examinat de cinci ori sau, altfel spus, în fie-

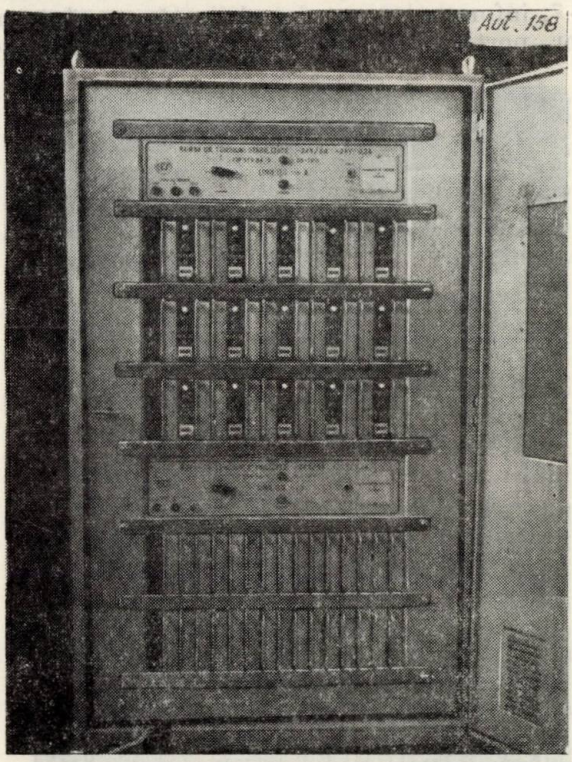


Fig. 5. Dulap dispecer. Model de laborator.

care minut pe coala de teleimprimator se înscriu cinci rînduri de date. În acest fel este uşurată şi aprecierea timpului corespunzător axei verticale a colii pe care se înscriu datele.

Durata dintre două explorări consecutive ale unui punct poate fi mărită prin adăugarea de celule de numărare numărătorului de pauză *21*, circuitul respectiv fiind considerat opţional.

Durata minimă dintre două explorări consecutive poate fi obţinută atunci cînd se lucrează cu un teleimprimator cu viteza tele-

grafică de 100 bauzi. Această durată minimă este de 5,04 s.

O altă posibilitate de micşorare a duratei între care se obţin informaţii de la un punct dat este ca acesta să fie baleiat de două sau mai multe din ieşirile matricei de decodificare cu 64 de ieşiri *13*. În acest caz se micşorează corespunzător numărul maşinilor-unelte ce pot fi supravegheate.

Din punct de vedere electric, sfîrşitul impulsului de baleiaj al punctului 63 (avans rînd) blochează, prin intermediul unui circuit basculant, poarta de blocare *9* şi numărătorul de 16 paşi *11* şi deblochează numărătorul de pauză *21* care primeşte la fiecare 160 ms, cîte un impuls de la decodificatorul poziţiei 7 *10*.

Semnalizările luminoase şi auditive la punctul dispecer. La punctul dispecer sînt semnalizate, prin lămpi şi buzer, stările de avarie (stările codificate 4—7), existînd cîte o lampă pentru fiecare stare.

Ori de cîte ori informaţia primită de la maşina-unealtă examinată prezintă una dintre stările 4—7, informaţia este decodificată cu ajutorul unor porţi decodificatoare pentru stările de

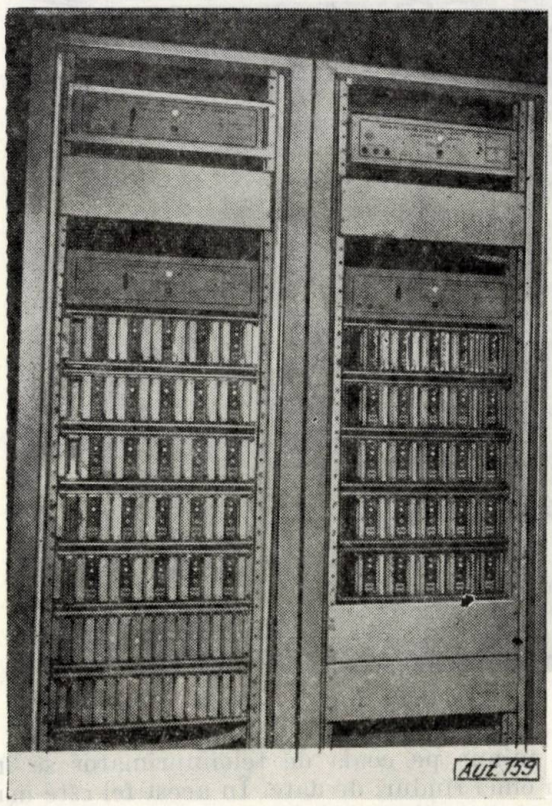


Fig. 6. ISMU. Capul de serie pentru supravegherea a 50 de maşini-unelte. Dulapul dispecer.

avarie *22* şi acţionează memoriile stărilor de avarie *23* care, la rîndul lor, prin intermediul unor amplificatoare de 3 W fac să se aprindă lămpile de semnalizare avarie corespunzătoare *24*. În paralel cu lămpile de semnalizare de la punctul dispecer sînt conectate lămpi semnalizatoare şi buzere la serviciile alarmabile.

Cu ajutorul unor butoane pot fi şterse memoriile stărilor de avarie *23* şi deci stinse lămpile de semnalizare. Asemenea butoane există atît la punctul dispecer cît şi la serviciile alarmabile.

Dacă însă anularea a avut loc fără ca avaria respectivă să fi fost remediată şi muncitorul de la maşina-unealtă să treacă comutatorul de avarii pe poziţia zero, lămpile se aprind automat la prima baleiere a punctului cu avarie.

La punctul dispecer există un buzer care dă un semnal scurt la orice explorare a unui punct aflat într-una dintre stările de avarie 4—7.

Contorizările de la punctul dispecer. Pe panoul dispecer există două contoare telefonice:

a) contorul timp total productiv *25* înregistrează orice trecere prin situaţia codificată 2;

b) contorul timp total de supraveghere *26* înregistrează o unitate la fiecare rînd înscris. În acest fel se urmăreşte timpul cît a funcţionat instalaţia.

Raportul dintre timpul total de supraveghere înregistrat de contorul *26* şi timpul total pro-

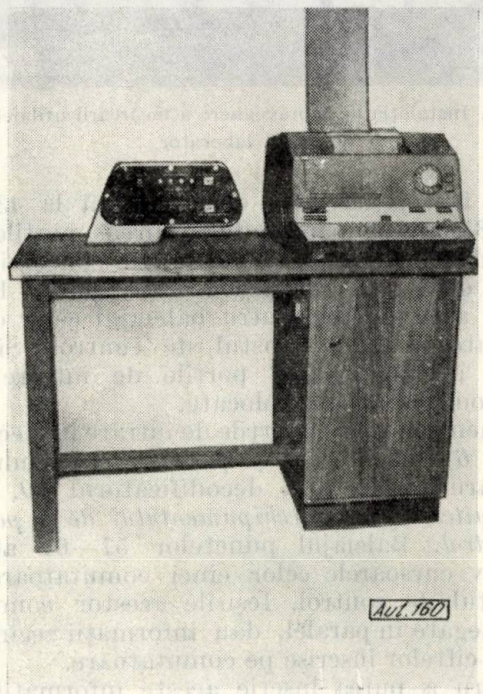


Fig. 7. ISMU. Capul de serie pentru supravegherea a 50 de maşini-unelte. Pupitrul dispecer.

ductiv înregistrat de contorul *25* reprezintă în fiecare moment un coeficient care indică încărcarea globală a întregului cîmp de maşini supravegheate.

Echipamentul individual al maşinilor-unelte. Acest echipament face legătura dintre instalaţia de semnalizare de pe maşinile-unelte şi echipamentul central. În funcţie de serviciile pe care

le asigură, echipamentul individual este prezentat în trei variante.

A. *Varianta maximală.* Această variantă asigură următoarele servicii :

a) semnalizează prin lămpi de culoare
— albă — starea codificată 1 ;
— verde — starea codificată 2 ;
— roşu — staţionările codificate 0, 4, 5, 6, 7 ;
— lipsă iluminare — starea de revizie codificată 3 ;

b) permite testarea lămpilor de semnalizare menţionate mai sus ;

c) înregistrează pe un contor telefonic timpul efectiv de lucru la fiecare circa 1/3 s ;

d) permite cu ajutorul unui circuit special să se înregistreze pe teleimprimator starea codificată 2 numai dacă în perioada dintre două

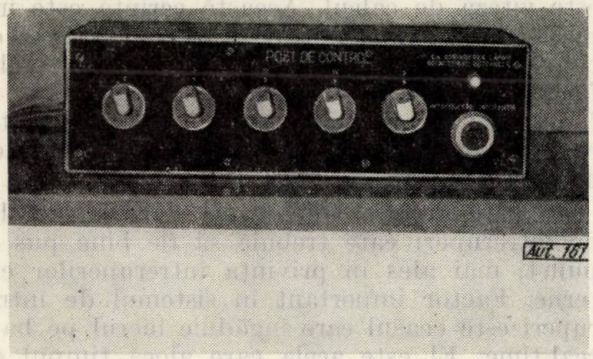


Fig. 8. ISMU. Capul de serie pentru supravegherea a 50 de maşini-unelte. Pupitrul post control.

baleiaje s-a lucrat efectiv un anumit timp. De exemplu, pe coli de teleimprimator se imprimă 2 dacă din 12 s (durata dintre două baleiaje) se lucrează efectiv 6 s, aceasta independent de momentul baleiajului.

B. *Varianta medie.* Această variantă conţine doar circuitul special de la punctul d, iar din punct de vedere constructiv întreg echipamentul individual al unei maşini-unelte este montat pe o placă UNILOG.

C. *Varianta minimală.* Echipamentul individual se reduce la un singur modul NICI care asigură baleiajul maşinii-unelte respective prin furnizarea tensiunii de 24 V. Această variantă implică un fir de legătură în plus faţă de variantele anterioare, între maşinile-unelte şi echipamentul central.

Cîteva detalii constructive. Partea de comutaţie statică a echipamentului central este amplasată în două sertare UNILOG şi înglobează 32 de blocuri UNILOG, din care 12 blocuri tipizate şi 20 de blocuri universale echipate, de 12 tipuri.

Echipamentul individual al maşinilor-unelte se montează pe blocuri special echipate folosindu-se două blocuri UNILOG pentru o maşină-unealtă supravegheată în cazul variantei A şi un bloc UNILOG în cazul variantei B. În cazul variantei C se folosesc blocuri UNILOG E8N, fiecare bloc deservind opt maşini-unelte.

Concluzii. Conform celor arătate în articol, instalaţia de supraveghere centralizată a încărcării utilajelor realizată în IPA prezintă calităţi deosebite, ca rapiditate, simplitate şi cost scăzut. Instalaţia se caracterizează de asemenea prin o mare flexibilitate. Ca un singur exemplu, instalaţia poate să înregistreze direct, cu ajutorul unui dispozitiv opţional simplu, numărul de piese produs de o anumită maşină.

Datorită construcţiei ei speciale, instalaţia poate fi uşor cuplată ca terminal la un calculator numeric pentru prelucrarea ulterioară a informaţiilor, fiind astfel compatibilă cu cele mai moderne sisteme de prelucrare a datelor.

Dat fiind modul original de rezolvare a problemelor şi procedeelor folosite, instalaţia a fost caracterizată ca invenţie de către Oficiul de stat pentru invenţii (R.S.R.).

Din analiza comparativă a materialelor documentare rezultă că instalaţia ISMU este cel puţin comparabilă cu cele mai moderne instalaţii de supraveghere centralizată a încărcării utilajelor executate de firme străine.

Ing. Al. OPRESCU şi ing. VI. VINEA

Aspecte legate de proiectarea unui sistem de calcul lucrînd în time-sharing

Tendinţa de intensificare a exploatării calculatoarelor electronice a dus la modul de lucru cunoscut sub denumirea de time-sharing (întreţesere în timp) în care, în paralel cu prelucrarea serială (batch processing) obişnuită a unor programe, se oferă posibilităţi simultane de comunicaţie cu sistemul pentru mai mulţi utilizatori dispunînd de terminale conectate la acesta (multi-acces).

Datorită complexităţii domeniului, nu există criterii cantitative pentru aprecierea eficienţei diverselor variante posibile. Totuşi, existenţa unor sisteme lucrînd un time-sharing oferă posibilitatea unor experimentări concludente, de lungă durată, în urma cărora se pot identifica cerinţele cele mai răspîndite, care vor putea fi generalizate şi standardizate.

Există un mare număr de moduri de lucru care pot fi oferite utilizatorilor aflaţi la distanţă. Cele mai caracteristice vor fi prezentate în continuare.

— Una dintre aplicaţiile majore ale time-sharing-ului în sistemele informaţionale este constituirea unui volum mare de date organizate în fişierele centrale, cu care utilizatorii pot comunica. În anumite condiţii, fiecare utilizator poate crea, explora sau modifica fişierele.

— De la fiecare terminal se pot introduce programe pentru prelucrarea serială. Accesul la sistemul de calcul al unui astfel de program este permis în condiţiile obişnuite ale exploatării convenţionale.

— Un sistem avansat de time-sharing oferă posibilitatea de interacţiune directă cu procesul de scriere, compilare şi executare al programelor.

În prezent se desfăşoară o activitate importantă de explorare a posibilităţilor pentru diverse aplicaţii particulare.

1. Echipamentul unui sistem time-sharing

Se pune problema de a contura caracteristicile tehnice pentru proiectarea unui sistem lucrînd în time-sharing concomitent cu modalitatea practică de a trece la acest mod de lucru. Calea cea mai indicată este evoluţia treptată de la sistemul clasic, la exploatarea în time-sharing, plecînd de la o structură de bază căreia i se vor adăuga, într-un sistem modular, noi capabilităţi. De o importanţă deosebită este problema alegerii unui astfel de punct de plecare încît prin extindere să nu se ajungă la sucombarea sistemului sub propria lui greutate. Se impune deci o concepţie avansată a structurii iniţiale; aceasta se referă la caracteristicile unităţii centrale, ale memoriei interne şi externe, la posibilităţile de comunicaţie şi la existenţa unui sistem operativ complex.

1.1. Unitatea centrală

Modul de funcţionare al unităţii centrale a unui sistem lucrînd în time-sharing trebuie să includă următoarele posibilităţi iniţiale:

— lucrul pe baze real-time;

— protecţia memoriei;

— simultaneitatea calculelor unităţii centrale faţă de transferul de date cu perifericele.

Una dintre cerinţele principale ale unităţilor centrale ale sistemelor lucrînd în time-sharing este viteza de calcul. Această cerinţă este impusă de necesitatea efectuării într-un interval de timp mic (aproximativ de 20 ms) a programului fiecărui utilizator. Viteza de calcul este în funcţie de mai mulţi factori, şi anume repertoriul de instrucţiuni cablate, ciclul memoriei, organizarea unităţii centrale etc.

O mare atenţie trebuie acordată sistemului de întreruperi care trebuie să fie bine pus la punct, mai ales în privinţa întreruperilor externe. Factor important în sistemul de întreruperi este ceasul care îngăduie lucrul pe baze real-time. El este acela care alocă timpul de calcul la utilizator. Într-o schemă simplificată ceasul este pus la 0 de programul executiv de fiecare dată cînd începe programul un nou utilizator. Dacă programul utilizatorului nu s-a terminat la sfîrşitul intervalului de timp alocat, ceasul provoacă o întrerupere şi transferă controlul programului executiv. Trebuie avut în vedere ca întreruperea să se facă fără pierdere de informaţii. Cînd programul utilizatorului este întrerupt, diverse registre şi acumulatoare au un conţinut specific punctului particular de oprire. Pentru a asigura continuarea de la punctul oprit este necesară memorarea stării programului. O posibilitate ar fi cu un software adecvat, însă timpul necesar ne face să renunţăm la această variantă. O soluţie eficientă constă în existenţa unui set de registre speciale ce memorează starea unităţii centrale pînă la prima întoarcere la program.

Celelalte particularităţi ale unităţilor centrale ale sistemelor lucrînd în time-sharing sînt descrise în paragraful următor, fiind strîns legate de acesta.

1.2. *Memoria*

Memoriile într-un sistem time-sharing pot fi descrise ca o ierarhie de dispozitive, de la cele mai rapide la cele mai lente. În vîrful ierarhiei se află memoria internă de lucru, cea mai rapidă, construită în general pe miezuri de

ferită. Urmează memoriile externe pe ferite şi tamburul magnetic. Discurile, benzile magnetice şi alte memorii de masă completează această ierarhie.

Memoria principală de lucru a sistemului este memoria internă. Mărimea ei variază de la sistem la sistem, însă minimul cerut este aproximativ dublul spaţiului ocupat de programul executiv.

Din punct de vedere constructiv, memoriile interne se vor realiza în mai multe blocuri, fiecare cu un mecanism complet de adresare şi canal de date, deci putînd opera simultan. La rîndul lor blocurile sînt organizate în pagini de aceeaşi mărime (de la sute la mii de cuvinte). Paginile se numerotează secvenţial. Adresa unui cuvînt se împarte în două părţi :

— o parte superioară ce determină numărul paginii ;

— o parte inferioară ce determină adresa cuvîntului în interiorul paginii.

Problema alocării memoriei interne este o problemă fundamentală a sistemelor lucrînd în time-sharing. Utilizatorul se foloseşte de o memorie virtuală, ignorînd limitările memoriei interne. Rezultă necesitatea obţinerii adresei fizice reale din adresa virtuală, ca şi problema eficienţei schimburilor dintre memoria internă şi memoriile externe.

Mapping — acesta este termenul englez referitor la procesul de obţinere a adresei reale din cea virtuală. Din considerente de viteză, translatarea trebuie să se facă numai prin hardware, sau prin hardware sub supravegherea executivului. În cele ce urmează vom da cîteva metode de realizare a mapping-ului.

a) Partea superioară a adresei virtuale desemnează un registru index în care se găsesc biţii părţii superioare ai adresei reale. Aceşti biţi, împreună cu biţii din partea inferioară a adresei virtuale, formează adresa reală.

b) Programul este împărţit în segmente, iar acestea în pagini. Utilizatorul decide segmentele individuale, însă nu poate influenţa împărţirea în pagini. În timpul execuţiei, fiecare segment poate face apel la celelalte segmente, creînd astfel o înlănţuire dinamică a segmentelor. Fiecare utilizator are un segment descriptor care conţine informaţii asupra tuturor segmentelor sale, printre care adresa fizică a segmentului, iar dacă acesta este paginat, locaţia tabelei în care paginile lui sînt definite.

La fel ca la metoda anterioară, partea inferioară a adresei virtuale devine partea inferioară a adresei fizice.

Avînd în vedere că această procedură de mapping se execută pentru fiecare referinţă la memorie, timpul de acces la o adresă creşte cu timpul de acces la tabela de segment şi, în caz de paginare, cu cel de acces la tabela paginii.

Pentru a elimina acest inconvenient se folosesc memorii de mapping. Se disting două variante :

— numele segmentului specificat în partea superioară a adresei virtuale serveşte la adresarea memoriei ce conţine adresa segmentului real căutat. Memoria este de tip special, cu ciclu de 100—200 ns ;

— se foloseşte o memorie asociativă. Fiecare registru al memoriei asociative conţine numele segmentului, partea superioară a adresei reale şi un bit care indică dacă registrul conţine ceva. Fiecare cerere de adresă provoacă o cercetare rapidă a tuturor registrelor. Dacă se găseşte segmentul respectiv, se obţine partea superioară a adresei reale. În caz că nu se găseşte segmentul se declanşează o rutină ce duce la înregistrarea lui în unul dintre registrele asociative.

Swapping este termenul care se referă la procesul de schimb de informaţii între memorii ierarhice vecine. Atenţia principală trebuie acordată analizei schimburilor memoriei interne. În această analiză trebuie ţinut seamă de următorii factori :

— sistemul lucrează pe pagini, cu o cerere de transfer de ordinul a sute de pagini pe secundă ;

— sistemul este aleatoriu ca natură.

Pentru swapping se folosesc în general două metode utilizînd respectiv :

a) Tamburul magnetic. Acesta este larg folosit ca memorie de swapping datorită caracteristicilor sale, legate de capacitate, viteză de transfer şi timp de acces. Totuşi, întîrzierile datorite naturii rotaţionale creează conflicte de acces, ducînd la o risipă a timpului canalului şi creînd şiruri de aşteptare. În felul acesta se consumă mult timp în starea de aşteptare a paginii, ceea ce duce la micşorarea vitezei de swapping la o valoare destul de scăzută. Pentru a contracara parţial această deficienţă apar în principal două soluţii :

— mărirea memoriei interne, soluţie ce duce la creşterea echipamentului ;

— aplicarea swapping-ului la un grup de pagini cu afinităţi. La această soluţie, dacă o pagină din grup este cerută, executivul, cunoscînd că şi celelalte au o mare probabilitate să fie cerute, iniţiază secvenţa de swapping şi pentru ele. Afinităţile dintre pagini sînt deduse de executiv printr-un proces de învăţare.

b) Memoria de ferite de mare capacitate. În locul tamburului magnetic se foloseşte o memorie externă pe ferite, de mare capacitate, cu un timp de ciclu de aproximativ 3—10 μs.

Printr-un canal, numit canal de memorie, se execută transferul de pagini de la orice adresă a memoriei interne la orice adresă a memoriei externe şi invers ; operaţia decurge independent şi concomitent cu operaţiile din unitatea centrală.

O caracteristică importantă a memoriei cu ferite de mare capacitate este aceea că ea poate fi adresată direct de unitatea centrală, devenind astfel o extensie a memoriei principale.

Alocarea memoriei — utilizarea spaţiului în memorie, îndată ce acesta devine disponibil, ca şi crearea de spaţiu la apariţia unui program de o prioritate mai înaltă, constituie o problemă majoră a sistemului.

Pentru asigurarea flexibilităţii, programele care vor fi executate trebuie să fie relocatabile, adică să poată fi plasate oriunde în memorie, uneori fără ca spaţiul ocupat să fie conex sau ordonat din punctul de vedere al succesiunii adreselor reale.

Scoaterea şi reintroducerea în memorie a programelor, în funcţie de necesităţi, trebuie să treacă peste dificultatea modificării spaţiului disponibil. Pentru determinarea strategiei de alocare, programul executiv trebuie să ţină seamă de un număr considerabil de parametri, dintre care cei mai importanţi sînt :

— numărul de resurse existente ;
— lungimea tipică a programelor ;
— frecvenţa medie a cererilor de acces ;
— cantitatea de calcule pe cerere de acces ;
— cantitatea de transferuri de intrare/ieşire pe cerere de acces.

Protecţia memoriei interne are rolul de a asigura integritatea zonelor de memorie alocate fiecărui utilizator. Protecţia se efectuează fie prin software, fie printr-o combinaţie de hardware şi software sub supravegherea programului executiv.

O metodă de protecţie se aplică cu ajutorul unor registre speciale ce verifică automat adresele. În cazul cînd o cerere de acces nu se încadrează în zonele desemnate de registrele de control, execuţia programului se opreşte imediat.

Protecţia memoriei externe are rolul de a asigura caracterul confidenţial al informaţiei memorate.

Există mai multe grade de acces la o pagină — unii utilizatori pot să folosească oricum pagina respectivă, alţii numai să o citească, iar o a treia categorie pot numai să scrie în ea fără să o citească. În fiecare înregistrare se inserează un cod ce indică ce utilizatori pot folosi înregistrarea respectivă şi în ce fel. În cazul cînd un utilizator face cerere de acces la o pagină, se verifică dacă este autorizat şi, în caz că nu, se opreşte programul acestuia.

1.3. Dispozitivele terminale

Accesul la sistemele lucrînd în time-sharing se face prin intermediul terminalelor, conectate on-line cu sistemul.

Considerentele de alegere a acestor dispozitive sînt :

— uşurinţă în utilizare ;
— micşorarea încărcării sistemului ;
— micşorarea încărcării liniilor de transmisie.

Cele mai utilizate terminale sînt maşina de scris electrică, unitatea de afişare alfanumerică cu tub catodic şi unitatea de afişare grafică.

Unitatea de comandă a dispozitivelor terminale asigură legătura dintre liniile de comunicaţie şi terminalele utilizatorului. Ea cuprinde o memorie tampon pentru înmagazinarea temporară a datelor, circuite de translatare a mesajului, de generare, de decodificare şi circuite pentru adresarea terminalului.

O secvenţă tipică de comunicare se desfăşoară astfel :

Unitatea de comandă cercetează pe rînd terminalele ataşate la ea. Dacă terminalul nu are nimic de transmis, unitatea avansează la terminalul următor. În caz contrar, începe secvenţa de comunicare. Unitatea de comandă iniţiază o cerere de întrerupere la unitatea centrală. Pînă la acceptarea ei, datele sînt memorate în memoria tampon. La realizarea întreruperii, unitatea centrală primeşte cererea, o prelucrează şi trimite răspunsul la unitatea de comandă a terminalelor care, la rîndul ei, o trimite terminalului respectiv. La confirmarea primirii răspunsului, unitatea de comandă continuă secvenţa de cercetare.

1.4. Divizarea timpului

Problema alocării timpului unităţii centrale diverşilor utilizatori este o problemă majoră a unui sistem lucrînd în time-sharing. Ideea distribuirii de intervale din timpul de calcul între utilizatori nu este nouă. Sistemele convenţionale lucrînd în multiprogramare alocă timpul diverselor programe în măsura în care celelalte aşteaptă pentru completări (de exemplu pentru o operaţie de intrare/ieşire). Cea mai simplă disciplină de aşteptare este primul venit, primul servit.

În sistemele lucrînd în time-sharing, divizarea timpului se poate face pe baza cererii sau pe baza planificării.

Alocarea efectivă a timpului se face printr-o planificare în funcţie de condiţiile existente. Cea mai simplă strategie de planificare este aceea de a aloca fiecărui utilizator un interval de timp egal, rezultat din împărţirea unităţii de timp la numărul utilizatorilor. Acest interval trebuie să fie mai mic ca timpul de reacţie uman, astfel ca utilizatorul să nu-şi dea seamă de întîrzierea de răspuns, şi în acelaşi timp suficient ca peste 70% din programe să poată fi rezolvate în timpul acordat.

În cazul cînd un program nu se rezolvă în intervalul respectiv de timp, se cer mai multe cicluri şi întîrzierea este sesizată de utilizator. Dacă programul depăşeşte un număr de cicluri, el este trecut să lucreze în modul serial convenţional şi întîrzierea devine apreciabilă.

O strategie mai eficientă este acordarea unor priorităţi în funcţie de evaluarea timpului de efectuare al programului. Programele scurte au prioritate înaltă, iar cele lungi au prioritate

scăzută. Dacă programul nu este completat la terminarea intervalului de timp acordat, el este plasat cu un ordin de prioritate mai scăzut. În felul acesta are loc o acordare dinamică de priorităţi, eliminînd dezavantajul evaluării relative a timpului de efectuare şi asigurînd o maximă eficienţă a sistemului.

Este de remarcat că, în vederea unei planificări cît mai eficiente, trebuie luate în considerare toate resursele sistemului, deci şi memoriile externe şi echipamentele de intrare/ieşire.

2. Sisteme operative pentru time-sharing

Activitatea configuraţiei : unitate centrală + periferice + terminale, este în corelaţie cu sistemul operativ — un ansamblu de programe de bază ,asociate calculatorului, dintre care cel mai important este programul executiv. Acest program repartizează resursele sistemului în funcţie de necesităţi. Prin resurse se înţeleg atît spaţiul disponibil în memoria internă şi externă, cît şi timpul diverselor dispozitive sau blocuri funcţionale ale calculatorului, capabile să opereze independent. Executivul se găseşte permanent în memoria internă.

Coeziunea dintre calculator şi utilizatorii lucrînd în time-sharing este asigurată de un ansamblu de rutine privilegiate care, spre deosebire de executiv, vor fi aduse în memoria internă numai în caz de cerere. Principalele funcţiuni ale acestui sistem de rutine se referă la interpretarea mesajelor de la terminale, cu iniţializarea acţiunilor care decurg şi expedierea de mesaje de confirmare, răspuns sau diagnostic către utilizatori.

Comunicarea utilizatorului cu sistemul poate avea loc în două moduri fundamentale : conversaţional (interactiv) şi neconversaţional.

La cererea sa, utilizatorului i se admite accesul la sistem în regim conversaţional. Există un număr relativ restrîns (cîteva zeci) de mesaje şi comenzi, prin care se precizează tipul acţiunii solicitate. Exemple de astfel de comenzi : cererea executării unui program existent în fişierele centrale ; indicaţia de a construi un fişier cu datele care vor fi transmise prin terminale ; cererea afişării, modificării sau ştergerii unor înregistrări specificate din fişierele existente ; cererea compilării conversaţionale.

Sistemul produce la rîndul lui mesaje adresate utilizatorului, prin care se cere indicativul acestuia sau cheia (parola), mesaje care confirmă acceptarea unei comenzi sau mesaje de diagnostic semnalizînd erorile sintactice la un program în limbaj conversaţional.

Terminarea unei probleme conversaţionale are loc ori prin comutarea la executarea neconversaţională în anumite situaţii ori la cererea utilizatorului, dacă interacţiunea nu mai este necesară.

Cu un mesaj special, utilizatorul poate trimite programe care vor fi executate neconversaţional. În acest caz, execuţia decurge fără intervenţia utilizatorului, iar datele necesare pot fi furnizate o dată cu programul sau se pot folosi fişierele aflate pe memoriile externe de la sediul central.

O activitate neconversaţională are un nivel de prioritate mai scăzut decît programele conversaţionale ; în consecinţă ea va folosi timpul rămas liber după execuţia programelor în timp real, ale căror cereri survin aleatoriu. În modul neconversaţional, toate posibilităţile echivalente cu un sistem de calcul convenţional sînt disponibile în regim de multiacces pentru fiecare utilizator, independent de ceilalţi. Astfel, compilatoarele pentru diverse limbaje, editorul de legături, rutinele macroasemblerului, rutinele de gestiune a fişierelor şi de manipulare a periferi-celor pot fi oricînd cerute.

Principalele obiective, din punctul de vedere al sistemului operativ, care vor trebui considerate pentru trecerea de la un sistem clasic la proiectarea unui sistem în time-sharing, sînt următoarele :

— asigurarea accesului la sistem al unui număr mare de utilizatori, dotat fiecare cu un terminal prin care se poate comunica în dublu sens cu sistemul;

— obţinerea rapidă a răspunsului la serviciul cerut în regim conversaţional — aşteptare de secunde sau cel mult minute ;

— rezervă de resurse pentru prelucrarea în regim neconversaţional (serial);

— orientarea pe o structură de fişiere a întregului volum de informaţii — date, programele utilizatorilor, programele sistemului operativ ;

— memorarea completă, la nivelele adecvate, a informaţiei provenite de la utilizatori, astfel încît să se asigure securitatea proprietăţii informaţiei (dacă acesta este necesar) şi accesul la unele fişiere pentru mai mulţi utilizatori ;

— posibilitatea testării on-line a programelor şi a executării unor segmente compilate ;

— minimizarea erorilor de funcţionare a echipamentului prin programe de testare şi corecţie.

Proprietatea de modularitate a softwarului este o condiţie esenţială pentru trecerea progresivă la lucrul în time-sharing, analog cu modularitatea echipamentului fizic — hardware. Creşterea evolutivă a sistemului se va face fără distrugerea compatibilităţii cu programele existente.

3. Observaţii finale

Complexitatea aspectelor tehnice legate de proiectarea unui sistem de calcul lucrînd în time-sharing se referă atît la echipamentul fizic şi sistemul operativ al acestuia, cît şi la conceperea întregului ansamblu astfel încît să se re-

zolve în condiţii avantajoase cerinţelor utilizatorilor care comunică on-line cu calculatorul.

Varianta care se alege este direct dependentă de tipul general de aplicaţii prevăzute. Unul dintre exemplele tipice este conectarea la sistem a unui ansamblu de mici console, relativ necostisitoare, la care un număr crescînd de oameni cu preocupări care necesită calcul electronic îşi pot rezolva singuri problemele, fără a recurge la programatori de profesie. Rezultă o tendinţă pronunţată de a se simplifica modul de lucru şi de a se crea limbaje orientate spre neprogramatori.

În sistemele mari de comunicaţie apar avantaje prin centralizarea capacităţii de calcul şi repartizarea ei la terminalele utilizatorilor, în momentul cererii acestora.

Proiectarea sistemului va ţine seamă de necesitatea adaptării evolutive a facilităţilor, posibilitate oferită de structura modulară din punct de vedere constructiv şi funcţional a întregului ansamblu, trăsătură caracteristică a calculatoarelor moderne.

BIBLIOGRAFIE

[1] Allen, T. R. şi Foote, I. F. *Input output software capability for a man-machine communication and image processing system.* AFIPS conf. proc., 26, 1964.

[2] Codd E. F. *Multiprogramming.* În: Advances in computers, nr. 3, 1962.

[3] Gill, S. *Introduction to systems programming.* New York, Academic Press, 1964.

[4] Hellerman M. *Digital computer system principles* New York, McGraw-Hill, 1967.

[5] Kinslow, H. A. *The time-sharing monitor system.* AFIPS conf. proc., 26, 1964.

[6] Jodeit, J. G. *Storage organisation in programming systems.* Communication of the ACM, 11, 1968.

[7] Lock, K. *Structuring program for multiprogram time-sharing on-line applications.* AFISP conf. proc., 27, 1965.

[8] Nelson, W. D. *How to pick a time-sharing service* În: Computer design, aug. 1968.

[9] Pyke, T. N. Jr. *Time-shared computer systems.* În: Advances in computers, nr. 8, 1967.

[10] Rosemberg, A. *Time-sharing; a status report.* În: Datamation, nr. 12, 1966.

[11] Ziegler, J. R. *Time-sharing data processing systems.* Prentice-Hall, 1967.

[12] 3 300 *Computer system respond — MSOS.*

[13] *Computer time-sharing. Dynamic information handling for business.* Harvard University, 1966.

[14] C D C 3300—3500 Computer systems-Master. Operator's guide.

Ing. Fl. STĂNCIULESCU

Logica secvenţială asincronă şi aplicarea sa la descrierea proceselor logice din calculatorul digital

PARTEA I. LOGICA SECVENŢIALĂ ASINCRONĂ

În desfăşurarea anumitor procese logice, timpul joacă un rol esenţial. Caracteristic pentru aceste procese logice nu este deci numai faptul că ele sînt caracterizate de variabile logice bivalente, ci şi faptul că în descrierea lor intervine timpul [1], [5] — [8]. Prin urmare nu algebra booleană va interveni aici, ci un capitol mai nou al logicii matematice pe care-l putem denumi logica secvenţială [5], [6].

Denumirea de logică secvenţială a fost extinsă la toate procesele logice în care timpul joacă un rol esenţial [5]. Aceasta duce în final la constituirea unei ramuri distincte a logicii matematice: logica secvenţială, cu o axiomatică proprie, deci cu reguli de calcul şi cu teoreme proprii şi aplicaţii specifice din cele mai interesante. Ne gîndim în primul rînd la analiza şi sinteza schemelor secvenţiale din maşinile electronice de calcul digital. Concepţia logică a unor astfel de scheme îşi găseşte astfel instrumentul matematic adecvat.

Logica secvenţială este direct legată de noţiunea de secvenţă şi de aceea de tact. Prin tact înţelegem intervalul de timp dintre două stări succesive (distincte) ale automatului finit [2]. Deoarece este nevoie să presupunem că intervalele de timp dintre două stări succesive sînt inegale, logica secvenţială bazată pe această supoziţie se numeşte logică secvenţială asincronă.

În descrierea proceselor logice care au loc în circuitele secvenţiale, printre care: circuitele de memorare (contor binar, contor de

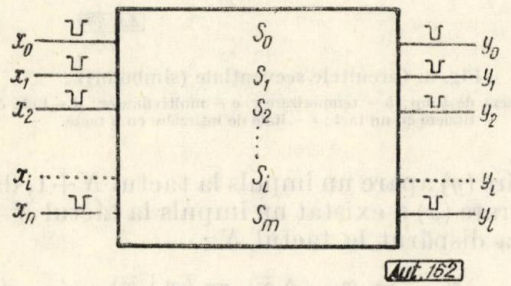


Fig. 1. Schema bloc a unui automat secvenţial.

tacte), elementul de timp şi circuitele care derivă din acesta (temporizare, multivibrator), circuitele sumator şi de înmulţire, linii de întîrziere, un rol esenţial îl joacă criteriul de ordonare care trebuie introdus în privinţa variabilelor logice. Întrucît este vorba de elemente a căror funcţionare se desfăşoară în timp, criteriul amintit va fi un criteriu temporal.

Logica secvenţială asincronă pentru variabile simple

Fie: $x = \{x_0, x_1, x_2, \dots, x_{N-1}, x_N, x_{N+1}, \dots\}$
$y = \{y_0, y_1, y_2, \dots, y_{N-1}, y_N, y_{N+1}, \dots\}$

şirurile de valori pe care le iau la diferite momente (tacte) N, două variabile logice bivalente x şi y. Aici x_N şi y_N iau valori din mulţimea formată din două numere 0 şi 1, pe care o însemnăm cu $\{0,1\}$.

1. Definiţii şi reguli de calcul în logica secvenţială

Numim produs logic secvenţial şi notăm operaţia respectivă cu semnul | următoarea funcţie logică:

$$I_{N+1}(x, y) = (x \mid y)_{N+1} = x_{N-1} \wedge y_N. \quad (1)$$

Numim sumă logică secvenţială şi notăm operaţia respectivă cu semnul $\circ$ următoarea funcţie logică:

$$O_{N+1}(x, y) = (x \circ y)_{N+1} = x_{N-1} \vee y_N. \quad (2)$$

În relaţiile (1) şi (2) am însemnat prin $\wedge$ şi $\vee$ produsul, respectiv suma logică, în sensul algebrei booleene. Este în esenţă vorba de a înmulţi logic, respectiv de a aduna logic, valoarea lui y la tactul N cu valoarea lui x la un tact anterior $N-1$. Valoarea lui $x \mid y$ şi $x \circ y$ se consideră la tactul $N+1$, ulterior. Numim negaţie logică secvenţială şi notăm operaţia respectivă cu semnul $\sim$ următoarea funcţie logică:

$$S_{N+1}(x) = (\tilde{x})_{N+1} = \bar{x}_N. \quad (3)$$

Este deci în esenţă vorba de a nega logic valoarea lui x la tactul N, rezultatul acestei operaţii considerîndu-se la tactul $N+1$, ulterior.

Dacă în relaţiile (1) şi (2) x şi y schimbă rolurile se obţine:

$$I_{N+1}(y,x) = (y \mid x)_{N+1} = y_{N-1} \wedge x_N; \quad (4)$$

$$O_{N+1}(y,x) = (y \circ x)_{N+1} = y_{N-1} \vee x_N, \quad (5)$$

iar dacă $y = x$, atunci:

$$I_{N+1}(x,x) = (x \mid x)_{N+1} = x_{N-1} \wedge x_N; \quad (6)$$

$$O_{N+1}(x,x) = (x \circ x)_{N+1} = x_{N-1} \vee x_N. \quad (7)$$

Tot din relaţiile (1) şi (2) rezultă, ţinînd seamă şi de (3):

$$(\tilde{x} \mid \bar{y})_{N+1} = \tilde{x}_{N-1} \wedge \bar{y}_N = \bar{x}_{N-2} \wedge \bar{y}_{N-1}; \quad (8)$$

$$(\tilde{x} \circ \tilde{y})_{N+1} = \tilde{x}_{N-1} \vee \tilde{y}_N = \bar{x}_{N-2} \vee \bar{y}_{N-1}, \quad (9)$$

iar dacă $y = x$:

$$(\tilde{x} \mid \tilde{x})_{N+1} = \tilde{x}_{N-1} \wedge \tilde{x}_N = \bar{x}_{N-2} \wedge \bar{x}_{N-1}; \quad (10)$$

$$(\tilde{x} \circ \tilde{x})_{N+1} = \tilde{x}_{N-1} \vee \tilde{x}_N = \bar{x}_{N-2} \vee \bar{x}_{N-1}. \quad (11)$$

2 Relaţii de simplificare pentru funcţiile I(x,y), O (x,y) şi S (x)

Vom da o serie de propoziţii pe care le satisfac funcţiile I şi O în [2], care vor putea fi folosite ca relaţii de simplificare. Demonstraţiile lor au fost date în [5]:

Propoziţia 1: $[x \mid (y \mid x)]_{N+1} = (y \mid x)_N$.

Propoziţia a 2-a: $[x \circ (y \circ x)]_{N+1} = (y \circ x)_N$.

Propoziţia a 3-a: $[x \mid (y \circ \bar{x})]_{N+1} = (y \mid x)_N$.

Propoziţia a 4-a: $[x \circ (y \mid \bar{x})]_{N+1} = (y \circ x)_N$.

Propoziţia a 5-a: $[(x \mid y) \mid (y \circ z)]_{N+1} = (x \mid y)_{N-1}$.

Propoziţia a 6-a: $[(x \circ y) \circ (y \mid z)]_N{}^+{}_1 = (x \circ y)_{N-1}$.

Propoziţia a 7-a: $[(x \mid y) \circ (y \circ z)]_{N+1} = (y \circ z)_N$.

Propoziţia a 8-a: $[(x \circ y) \mid (y \mid z)]_{N+1} = (y \mid z)_N$.

Propoziţia a 9-a: $\widetilde{(x \mid y)}_{N+1} = (\bar{x} \circ \bar{y})_{N+1}$.

Propoziţia a 10-a: $\widetilde{(x \circ y)}_{N+1} = (\bar{x} \mid \bar{y})_{N+1}$.

3. Principiul dualităţii operatorilor | şi ○

„Schimbînd într-o identitate operatorii produsului logic secvenţial şi sumei logice secvenţiale între ei, 0 schimbînd cu 1, se obţine o nouă identitate".

Justificarea acestui principiu se poate face uşor pe baza simetriei relaţiilor arătate. Acest principiu este, între altele, verificat de cele 10 propoziţii de mai sus. Astfel propoziţiile 1, 3, 5, 7, 9 sînt dualele propoziţiilor 2, 4, 6, 8 şi 10 respectiv.

Observaţie. Logica secvenţială asincronă expusă poate fi aplicată la descrierea proceselor logice de tip serie. Pentru procese logice de tip paralel, variabilele logice care apar în acelaşi tact vor avea acelaşi indice.

Dacă toate tactele sînt egale între ele, logica secvenţială devine sincronă şi poate servi la descrierea automatelor secvenţiale sincrone.

PARTEA A II-A. DESCRIEREA PROCESELOR LOGICE DIN CALCULATORUL DIGITAL CU AJUTORUL OPERATORILOR SECVENŢIALI

În această parte a lucrării, teoria elaborată în partea I va fi aplicată la descrierea proceselor logice care au loc în unele circuite secvenţiale din calculatorul digital (serie şi paralel). Circuitele de timp pe care le vom analiza sau sintetiza lucrează cu impulsuri. Unele din aceste circuite conţin elemente care ţin seamă de stările anterioare ale schemei (au memorie), cum sînt contorul binar şi contorul de tacte [3], [4].

Analiza circuitelor secvenţiale serie cu ajutorul funcţiilor I, O şi S

În figura 2 sînt indicate schemele logice ale circuitelor care realizează funcţiile I şi O, adică circuitele ŞI secvenţial (a) şi SAU secvenţial

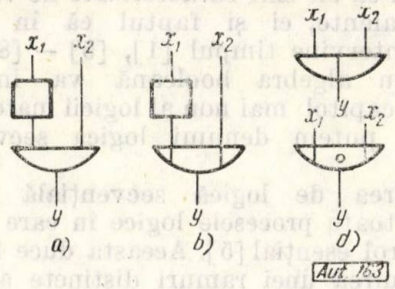


Fig. 2. Circuitele ŞI secvenţial (*a*) şi SAU secvenţial (*b*) şi simbolurile lor (*c* şi *d*).

(b), ca şi simbolurile lor (c şi d). Analiza acestor circuite arată că în adevăr funcţiile de lucru ale lor sînt de tipul (1), respectiv (2):

$$y_{1.N+1} = (x_1 \mid x_2)_{N+1};$$

$$y_{2.N+1} = (x_1 \circ x_2)_{N+1}.$$

Circuitul de timp al cărui simbol este dat în figura 3,*a* este caracterizat prin aceea că

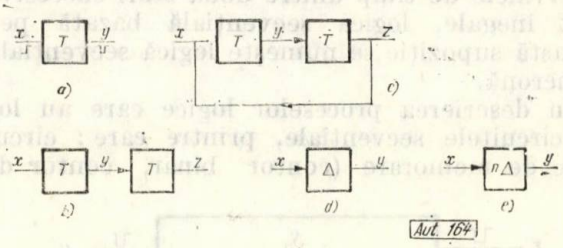


Fig. 3. Circuitele secvenţiale (simboluri):
a – element de timp; *b* – temporizare; *c* – multivibrator; *d* – linie de întîrziere cu un tact; *e* – linie de întîrziere cu *n* tacte.

la ieşire (y) apare un impuls la tactul $N+1$, dacă la intrare (x) a existat un impuls la tactul $N-1$, care a dispărut la tactul N:

$$y_{N+1} = x_{N-1} \wedge \bar{x}_N = (x \mid \bar{x})_{N+1}. \quad (12)$$

Dacă se pun două astfel de elemente în serie (fig. 3, *b*) se obţine un circuit de temporizare, caracterizat de următoarele relaţii logice secvenţiale:

$$y_{N+1} = (x \mid \bar{x})_{N+1};$$

$$z_{N+3} = (y \mid \bar{y})_{N+3}. \quad (13)$$

Utilizînd relaţiile de definiţie (1) şi (2) şi propoziţia a 5-a, ultima ecuaţie logică secvenţială conduce la :

$$z_{N+3} = y_{N+1} \wedge \overline{y}_{N+2} = (x \mid \overline{x})_{N+1} \wedge \overline{(x \mid \overline{x})}_{N+2} =$$
$$= [(x \mid \overline{x}) \mid \overline{(x \mid \overline{x})}]_{N+3} = [(x \mid \overline{x}) \mid (\overline{x} \circ x)]_{N+3} =$$
$$= (x \mid \overline{x})_{N+1} = x_{N-1} \wedge \overline{x}_N,$$

adică la ieşirea circuitului apare (în tactul $N+3$) un impuls întîrziat cu patru tacte socotind din momentul apariţiei impulsului de la intrare ($N-1$).

Dacă, printr-o legătură de reacţie, ieşirea circuitului din figura 3, *c* se leagă la intrarea acestuia, se obţine circuitul multivibrator (fig. 3, *d*), caracterizat de următoarele ecuaţii logice secvenţiale :

$$y_{N+1} = (x \mid \overline{x})_{N+1};$$
$$z_{N+4k+3} = (x \mid \overline{x})_{N+1}, (k = 0, 1, 2, \ldots, n). \quad (14)$$

Evoluţia circuitului în tactele intermediare este următoarea :

$$y_{N+1} = (x \mid \overline{x})_{N+1}$$
$$z_{N+3} = (y \mid \overline{y})_{N+3} = y_{N+1} \wedge \overline{y}_{N+2} =$$
$$\vdots \quad = x_{N-1} \wedge \overline{x}_N \wedge \overline{x_N \wedge \overline{x}_{N+1}} = x_{N-1} \wedge \overline{x}_N =$$
$$\vdots \quad = (x \mid \overline{x})_{N+1}$$
$$z_{N+4k-1} = (x \mid \overline{x})_{N+1}.$$

Din ultima ecuaţie rezultă că la ieşirea multivibratorului apare un impuls, la fiecare al 4-lea tact.

Circuitul contor de tacte are mai multe intrări ($x_{i_1}, \ldots, x_{i_n}$), cîte una de la fiecare ieşire a elementelor logice unde pot apărea schimbări în starea automatului secvenţial, şi o singură ieşire z.

Contorul de tacte sesizează toate cele m schimbări survenite în starea automatului secvenţial la tactele anterioare şi produce un impuls la ieşire, la tactul $N+1$. Ecuaţia caracteristică este :

$$z_{N+1} = \bigcup_{i=1}^{n} x_{i_1}^{N-n+1} \wedge x_{i_2}^{N-n+2} \wedge \ldots \wedge x_{i_n}^{N}, \quad (15)$$

unde $i_1, i_2, \ldots, i_n$ sînt numerele 1, 2, . . . n, nu neapărat distincte.

Cu ajutorul acestor 12 blocuri vom arăta că se pot în general concepe orice scheme secvenţiale de tip serie.

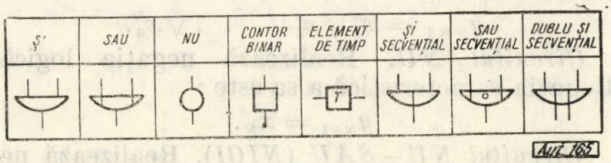


Fig. 4. Simbolurile unor elemente secvenţiale.

În tabela 1 sînt date ecuaţiile caracteristice ale celor mai importante circuite logice secvenţiale serie, ale căror simboluri sînt date în figura 4. Ele servesc pentru analiza logică a acestor circuite, precum şi a schemelor logice complexe concepute cu ajutorul lor.

Analiza circuitelor secvenţiale paralele cu ajutorul funcţiilor I, 0 şi S

Circuitele logice fundamentale ŞI, SAU, NU vor fi considerate ca elemente secvenţiale paralel. Aceasta înseamnă că mărimea de ieşire

Tabela 1

Nr.	DENUMIREA CIRCUITULUI	ECUAŢIA LOGICĂ SECVENŢIALĂ CARACTERISTICĂ
1	ŞI SECVENŢIAL	$z_{N+1} = x_{N-1} \wedge y_N = (x \mid y)_{N+1}$
2	SAU SECVENŢIAL	$z_{N+1} = x_{N-1} \vee y_N = (x \circ y)_{N+1}$
3	NU SECVENŢIAL	$z_{N+1} = \overline{x}_N$
4	NICI SECVENŢIAL	$z_{N+1} = \overline{x}_{N-1} \wedge \overline{y}_{N-1} = (\overline{x} \mid \overline{y})_{N+1}$
5	NU-ŞI SECVENŢIAL	$z_{N+1} = \overline{x}_{N-1} \vee \overline{y}_N = (\overline{x} \circ \overline{y})_{N+1}$
6	ELEMENT DE TIMP	$z_{N+1} = x_{N-1} \wedge \overline{x}_N = (x \mid \overline{x})_{N+1}$
7	TEMPORIZARE	$z_{N+3} = x_{N-1} \wedge \overline{x}_N = (x \mid \overline{x})_{N+1}$
8	MULTIVIBRATOR	$z_{N+4k+3} = x_{N-1} \wedge \overline{x}_N = (x \mid \overline{x})_{N+1}$
9	CONTOR BINAR	$z_{N+1} = z_{N-3} \wedge s_{N-2} \vee x_N = [(z \mid s) \circ x]_{N+1}$
10	CONTOR DE TACTE	$z_{N+1} = \bigcup_{i=1}^{n} x_{i_1}^{N-n+1} \wedge x_{i_2}^{N-n+2} \wedge \ldots \wedge x_{i_n}^{N}$
11	LINIE ÎNTÎRZIERE 1 TACT	$z_{N+1} = x_N$
12	LINIE ÎNTÎRZIERE n TACTE	$z_{N+n} = x_N$

y a circuitului ŞI, de exemplu, apare la tactul $N+1$, dacă la intrarea elementului sînt excitate toate cele n intrări $x_1 \ldots, x_n$, într-un tact anterior N. Astfel se pune în evidenţă caracterul secvenţial paralel al acestor elemente (blocuri), în funcţionarea cărora noţiunea de tact, înţeleasă în sensul definit anterior, joacă un rol esenţial.

Circuitul ŞI. Realizează produsul logic (conjuncţie, intersecţia). Ecuaţia caracteristică a acestui circuit este:

$$y_{N+1} = x_1^N \wedge x_2^N \wedge \ldots \wedge x_n^N.$$

Circuitul SAU. Realizează suma logică (disjuncţia, reuniunea). Are următoarea ecuaţie caracteristică:

$$y_{N+1} = x_1^N \vee x_2^N \vee \ldots \vee x_n^N.$$

Circuitul NU. Realizează negaţia logică. Ecuaţia caracteristică a sa este:

$$y_{N+1} = \bar{x}_N.$$

Circuitul NU—SAU (NICI). Realizează negaţia sumei logice. El are următoarea ecuaţie caracteristică:

$$y_{N+1} = \bar{x}_1^N \wedge \bar{x}_2^N \wedge \ldots \wedge \bar{x}_n^N.$$

Circuitul NU—ŞI. Realizează negaţia produsului logic, avînd următoarea ecuaţie caracteristică:

$$y_{N+1} = \bar{x}_1^N \vee \bar{x}_2^N \vee \ldots \vee \bar{x}_n^N.$$

Sinteza circuitelor secvenţiale cu ajutorul funcţiilor I, O şi S

Funcţiile $I(x,y)$, $O(x,y)$ şi $S(x)$ introduse permit nu numai analiza schemelor secvenţiale ci şi sinteza acestora, conform unei teoreme de existenţă dată în [6], care afirmă: „Fiind date ecuaţiile de recurenţă care descriu programul unei scheme secvenţiale, se poate realiza sinteza acestei scheme cu ajutorul funcţiilor $I(x,y)$, $O(x,y)$ şi $S(x)$".

Printr-o grupare judicioasă a termenilor din membrul 2, relaţiile de recurenţă pot fi descompuse astfel încît să pună în evidenţă funcţiile I şi O şi deci în ultimă instanţă desenul schemei logice. Conchidem deci că, pentru sinteza schemei, ecuaţiile de recurenţă se descompun în părţi care trebuie să pună în evidenţă ecuaţii caracteristice, indicînd în acest fel modul cum pot fi realizate ecuaţiile de recurenţă din aceste blocuri şi implicit desenul schemei. Din punct de vedere practic problema se pune astfel: *fiind dat un program descris de anumite ecuaţii de recurenţă ce pot fi cunoscute, să se găsească, cu ajutorul blocurilor descrise de ecuaţiile caracteristice secvenţiale, schema care satisface programul dat.*

Vom examina întîi problemele specifice ale sintezei schemelor secvenţiale pentru care se cer următoarele condiţii şi performanţe:

a) toate intrările şi (dacă nu se specifică altfel) ieşirile sînt impulsuri;

b) forma şi durata impulsurilor de intrare sînt presupuse a fi compatibile cu circuitele utilizate;

c) între impulsurile succesive trebuie să existe un interval de timp minim, care va fi numit timpul de decizie al circuitului;

d) impulsul de ieşire se obţine dacă şi numai dacă impulsurile de intrare apar în ordinea indicată în program;

e) impulsul de ieşire apare în tactul următor tactului în care a apărut ultimul impuls de intrare.

Punctele a, d şi e conţin condiţiile de bază impuse de concepţia logică a schemei, în timp ce b şi c reflectă cerinţele de ordin tehnic. Pentru buna desfăşurare a demonstraţiilor presupunem că cele cinci condiţii specificate sînt îndeplinite.

Exemplu de sinteză a unui circuit secvenţial. Să se sintetizeze schema secvenţială a unui circuit de numărare pînă la 3 (contor 101). Circuitul are o intrare x şi o ieşire z şi lucrează după următorul program: cînd la intrare apar două impulsuri, despărţite de o pauză, la ieşire apare un impuls.

Programul este cuprins în tabela 2 (în care s-a introdus şi mărimea intermediară y).

Tabela 2

Variabilă \ Tact	$N-3$	$N-2$	$N-1$	N	$N+1$
x	1	0	0	1	—
y	0	0	1	0	0
z	0	0	0	0	1

Rezultă următoarea ecuaţie de recurenţă:

$$z_{N+1} = y_{N-1} \wedge x_N = x_{N-3} \wedge \bar{x}_{N-2} \wedge x_N, \quad (16)$$

care se scrie introducînd funcţia I:

$$z_{N+1} = (x \mid \bar{x})_{N-1} \wedge x_N = I_{N-1}(x, \bar{x}) \wedge x_N = I_{N+1}[I_{N-1}(x, \bar{x}), x]. \quad (17)$$

Din relaţia (17) rezultă desenul schemei logice, concepută cu elemente logice secvenţiale (fig. 5, *a*) şi aceeaşi schemă în varianta cu elemente logice clasice: ŞI, NU, MEMORIE (fig. 5, *b*). Se remarcă simplitatea schemei care

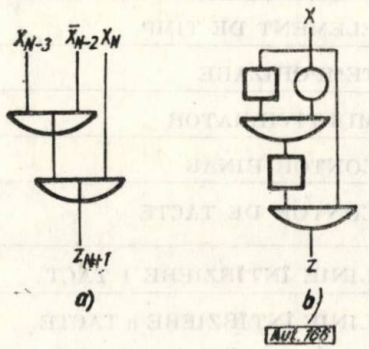


Fig. 5. Circuitul secvenţial contor 101: *a* — conceput cu elemente secvenţiale; *b* — conceput cu elemente clasice.

foloseşte elementele secvenţiale, ceea ce permite o concepţie mai rapidă, cît şi înţelegerea mai uşoară a schemei logice.

Descrierea proceselor logice din circuitele sumator şi multiplicator

În această parte a lucrării introducem noţiunea de microanaliză, pentru a desemna analiza funcţionării unui automat ţinînd seamă de toate tactele (atît de întîrzierile introduse voit, cît şi de cele datorite funcţionării, adică comutaţiei). În acest caz mărimea de ieşire se consideră în tactul următor ultimei mărimi de intrare. Cînd se ţine seamă numai de întîrzierile introduse cu ajutorul elementelor secvenţiale (voit), vom utiliza termenul clasic analiză. În acest caz mărimea de ieşire apare în acelaşi tact cu ultima mărime de intrare.

1. *Circuite de tip sumator*

1.1. *Circuitul semisumator binar.* Microanaliza semisumatorului binar, pentru adunarea

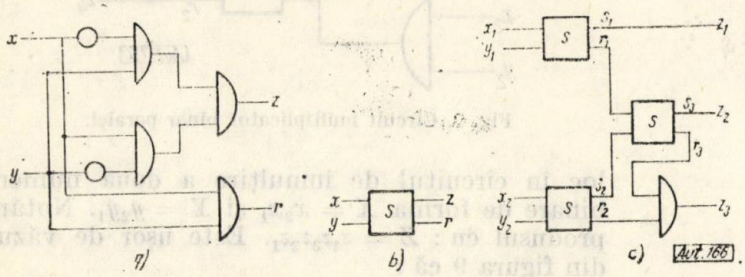


Fig. 6. Circuit sumator binar :
a – circuit semisumator ; *b* – simbolul circuitului *a* ;
c – circuit sumator.

a două numere binare de cîte o cifră fiecare $X = x$ şi $Y = y$ (fig. 6 *a-b*), conduce la următoarele ecuaţii logice de recurenţă :

$$z_{N+1} = \overline{x}_{N-2} \wedge y_{N-1} \vee \overline{y}_{N-2} \wedge x_{N-1};$$
$$r_{N+1} = x_N \wedge y_N. \qquad (18)$$

Cu ajutorul operatorilor secvenţiali, relaţiile (18) se mai scriu :

$$z_{N+1} = I_N(\overline{x}, y) \vee I_N(\overline{y}, x);$$
$$r_{N+1} = x_N \wedge y_N. \qquad (19)$$

1.2. *Sumatorul binar paralel.* Pentru numere binare de cîte două sau mai multe cifre de forma $X = x_n \ldots x_2 x_1$ şi $Y = y_n \ldots y_2 y_1$ (fig. 7), sumatorul este descris de ecuaţiile logice secvenţiale (microanaliză) :

$$z_1^{N+3} = y_1^N \overline{x}_1^{N+1} \vee x_1^N \overline{y}_1^{N+1} = I_{N+2}(y_1, \overline{x}_1) \vee I_{N+2}(x_1, \overline{y}_1);$$
$$w_1^{N+1} = x_1^N y_1^N;$$

$$z_2^{N+4} = \overline{I_{N+2}(y_2, \overline{x}_2) \vee I_{N+2}(x_2, \overline{y}_2)} \wedge w_1^{N+1} \vee \overline{w}_1^{N+2} \wedge$$
$$\wedge [I_{N+2}(y_2, \overline{x}_2) \vee I_{N+2}(x_2, \overline{y}_2)] = O_{N+3}(\overline{y}_2, x_2) \wedge$$
$$\wedge O_{N+3}(\overline{x}_2, y_2) \wedge x_1^N y_1^N \vee (\overline{x}_1^{N+1} \overline{y}_1^{N+1}) [I_{N+2}(y_2, \overline{x}_2) \vee$$
$$\vee I_{N+2}(x_2, \overline{y}_2)];$$
$$w_2^{N+2} = x_2^N y_2^N \vee [x_2^N \vee y_2^N \wedge x_1^N y_1^N].$$

În general :

$$z_{K+1}^{N+K+4} = O_{N+3}(\overline{y}_{K+1}, x_{K+1}) \wedge O_{N+3}(\overline{x}_{K+1}, y_{K+1}) \wedge$$
$$\wedge w_K^{N+K+1} \vee \overline{w}_K^{N+K+1} \wedge [I_{N+2}(y_{K+1}, \overline{x}_{K+1}) \vee$$
$$\vee I_{N+2}(x_{K+1}, \overline{y}_{K+1})];$$
$$w_K^{N+K+1} = x_K^N y_K^N \vee x_K^N \vee y_K^N \wedge w_{K-1}^{N+K}.$$

În particular, pentru două numere binare a două cifre fiecare ($X = x_2 x_1$ şi $Y = y_2 y_1$) rezultă :

$$z_1^{N+3} = I_{N+2}(y_1, \overline{x}_1) \vee I_{N+2}(x_1, \overline{y}_1);$$

$$z_2^{N+4} = O_{N+3}(\overline{y}_2, x_2) \wedge O_{N+3}(\overline{x}_2, y_2) \wedge x_1^N y_1^N \vee (\overline{x}_1^{N+1} \vee$$
$$\vee \overline{y}_1^{N+1}) \wedge [I_{N+2}(y_2, \overline{x}_2) \vee I_{N+2}(x_2, \overline{y}_2)];$$

$$z_3^{N+5} = x_2^N y_2^N \vee [I_{N+2}(y_2, \overline{x}_2) \vee I_{N+2}(x_2, \overline{y}_2)] \wedge x_1^N y_1^N$$

1.3. *Circuitul sumator binar serie* (fig. 8). Realizat cu ajutorul a două semisumatoare S şi al unei linii de întîrzire, sumatorul binar serie, pentru adunarea a două numere binare de n cifre : $X = x_n x_{n-1} \ldots x_i \ldots x_2 x_1$ şi $Y = y_n y_{n-1} \ldots y_2 y_1$, poate fi descris, din punct de

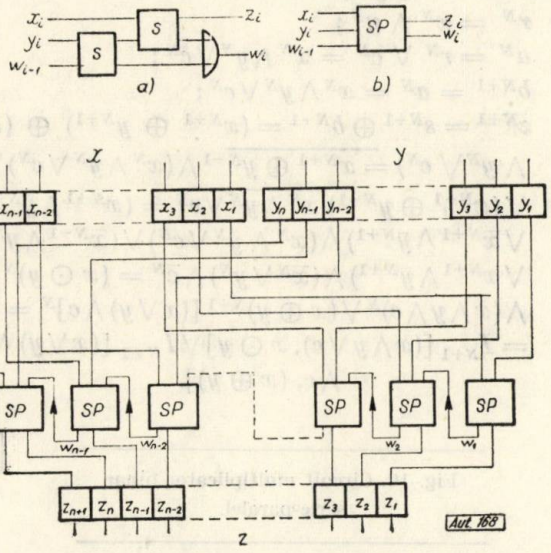


Fig. 7. Circuit sumator binar paralel.

vedere al microanalizei logice, cu ajutorul operatorilor secvenţiali după cum urmează :

$$Z_i^{N+1} = I_N(\overline{X}_i, Y_i) \vee I_N(\overline{Y}_i, X_i) =$$
$$= X_i^{N-2} \wedge Y_i^{N-1} \vee \overline{Y}_i^{N-2} \wedge X_i^{N-1} =$$
$$= \overline{I_{N-3}(\bar{x}_i, y_i) \vee I_{N-3}(\bar{y}_i, x_i)} \wedge (R_i^{N-3} \vee r_i^{N-3}) \vee$$
$$\vee \overline{(R_i^{N-4} \vee r_i^{N-4})} \wedge (I_{N-2}(\bar{x}_i, y_i) \vee I_{N-2}(\bar{y}_i, x_i)) =$$
$$= \overline{x}_i^{N-6} \wedge y_i^{N-5} \vee \overline{y}_i^{N-6} \wedge x_i^{N-5} \wedge (R_i^{N-3} \vee r_i^{N-3}) \vee$$
$$\vee (\overline{R}_i^{N-4} \wedge \overline{r}_i^{N-4}) \wedge (\bar{x}_i^{N-5} \wedge y_i^{N-4} \vee \bar{y}^{N-5} \wedge x_i^{N-4}) =$$
$$= (x_i^{N-4} \vee \bar{y}_i^{N-5} \wedge y_i^{N-4} \vee \bar{x}_i^{N-5}) \wedge (R_i^{N-3} \vee r_i^{N-3}) \vee$$
$$\vee (\overline{R}_i^{N-4} \wedge \overline{r}_i^{N-4}) \wedge (\bar{x}_i^{N-5} \wedge y_i^{N-4} \vee \bar{y}_i^{N-5} \wedge x_i^{N-4}) =$$
$$= \{O_{N-3}(\bar{y}_i, x_i) \wedge O_{N-3}(\bar{x}_i, y_i)\} \wedge (R_i^{N-3} \vee r_i^{N-3}) \cdot$$
$$\cdot (\overline{R}_i^{N-4} \wedge \overline{r}_i^{N-4}) \wedge \{I_{N-3}(\bar{x}_i, y_i) \vee I_{N-3}(\bar{y}_i, x_i)\}.$$

Rezultă aşadar :

$$Z_i^{N+1} = \{O_{N-3}(\bar{y}_i, x_i) \wedge O_{N-3}(\bar{x}_i, y_i)\} \wedge (R_i^{N-3} \vee r_i^{N-3}) \vee$$
$$\vee (\overline{R}_i^{N-4} \wedge \overline{r}_i^{N-4}) \wedge \{I_{N-3}(\bar{x}_i, y_i) \vee I_{N-3}(\bar{y}_i, x_i)\}. \quad (20)$$

Descrierea sumatorului binar serie poate fi făcută mai simplu cu ajutorul analizei logice,

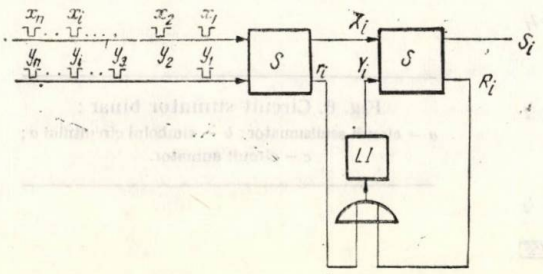


Fig. 8. Circuit sumator binar serie.

care aşa cum am arătat nu ţine seamă decît de întîrzierile datorite elementelor introduse în acest scop. În acest sens rezultă* :

$$s^N = x^N \oplus y^N;$$
$$r^N = x^N \wedge y^N;$$
$$a^N = r^N \vee c^N = x^N \wedge y^N \vee c^N;$$
$$b^{N+1} = a^N = x^N \wedge y^N \vee c^N;$$
$$z^{N+1} = s^{N+1} \oplus b^{N+1} = (x^{N+1} \oplus y^{N+1}) \oplus (x^N \wedge$$
$$\wedge y^N \vee c^N) = \overline{x^{N+1} \oplus y^{N+1}} \wedge (x^N \wedge y^N \vee c^N) \vee$$
$$\vee (x^{N+1} \oplus y^{N+1}) \overline{x^N \wedge y^N \vee c^N} = (x^{N+1} \wedge y^{N+1} \vee$$
$$\vee \bar{x}^{N+1} \wedge \bar{y}^{N+1}) \wedge (x^N \wedge y^N \vee c^N) \vee (\bar{x}^{N+1} \wedge y^{N+1} \vee$$
$$\vee x^{N+1} \wedge \bar{y}^{N+1}) \wedge (\bar{x}^N \vee y^N) \wedge \bar{c}^N = (x \odot y)^{N+1} \wedge$$
$$\wedge (x \wedge y \wedge c)^N \vee (x \oplus y)^{N+1} [(x \vee y) \wedge c]^N =$$
$$= I_{N+1}[(x \wedge y \vee c), x \odot y] \vee I_{N+1}[(x \vee y) \wedge$$
$$\wedge c, (x \oplus y)].$$

Aşadar rezultă :

$$z^{N+1} = I_{N+1}[(x \wedge y) \vee c, x \odot y] \vee I_{N+1}[(x \vee y) \wedge$$
$$\wedge c, x \oplus y]. \quad (21)$$

2. *Circuite de multiplicare*

2.1. *Circuitul de multiplicare binară paralel* (fig. 9). Pentru a ilustra teoria operatorilor secvenţiali, vom descrie procesul logic care are

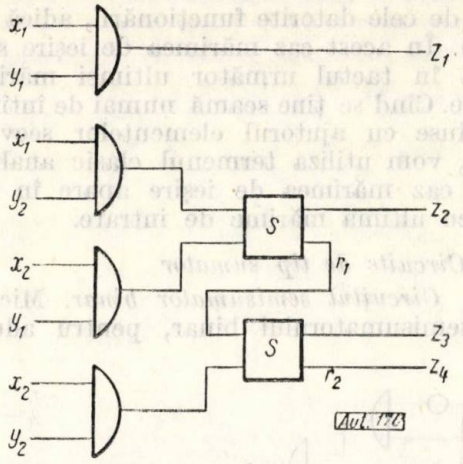


Fig. 9. Circuit multiplicator binar paralel.

loc în circuitul de înmulţire a două numere binare de forma $X = x_2x_1$ şi $Y = y_2y_1$. Notăm produsul cu : $Z = z_4z_3z_2z_1$. Este uşor de văzut din figura 9 că :

$$z_1^{N+1} = x_1^N \wedge y_1^N;$$
$$z_2^{N+4} = \overline{I_{N+3}(x_1 \wedge y_2, x_2 \wedge y_1)} \vee I_{N+3}(\overline{x_2 \wedge y_1, x_1 \wedge y_2});$$
$$z_3^{N+5} = I_{N+4}(x_2 \wedge y_2, r_1) \vee I_{N+4}(\bar{r}_1, x_2 \wedge y_2);$$
$$z_4^{N+3} = r_2^{N+3}. \quad (22)$$

2.2. *Circuitul de multiplicare binară serie-paralel.* Acest circuit este redat în figura 10 (pentru numere binare de cîte două cifre). Analiza acestui circuit conduce la ecuaţiile logice :

$$v^N = x_2^N y_1^N;$$
$$v^{N+1} = s^{N+2} = x_2^N y_2^{N+1};$$
$$v^{N+2} = v^{N+3} = v^{N+4} = 0;$$
$$u^N = z^N = x_1^N y_1^N;$$
$$u^{N+1} = x_1^N y_2^{N+1};$$
$$u^{N+2} = u^{N+3} = u^{N+4} = 0;$$
$$w^{N+1} = v^N;$$
$$s^N = s^{N+3} = s^{N+4} = 0;$$

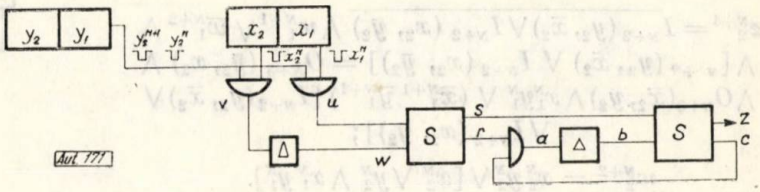


Fig. 10. Circuit multiplicator binar serie-paralel.

* S-au notat : $x \oplus y = x\bar{y} \vee \bar{x}y$ şi $x \odot y = xy \vee \bar{x}\bar{y}$.

$s^{N+1} = z^{N+1} = \overline{x_1^N y_2^{N+1}} x_2^N y_1^N \vee \overline{x_2^N y_1^N} x_1^N y_2^{N+1}$;

$r^N = r^{N+2} = r^{N+3} = r^{N+4} = 0$;

$r^{N+1} = x_1^N x_2^N y_1^N y_2^{N+1}$;

$a^N = a^{N+3} = a^{N+4} = 0$;

$a^{N+1} = a^{N+2} = b^{N+2} = b^{N+3} = c^{N+2} = z^{N+3} = x_1^N x_2^N y_1^N y_2^{N+1}$;

$b^N = b^{N+1} = b^{N+4} = 0$;

$c^N = c^{N+1} = c^{N+3} = c^{N+4} = z^{N+4} = 0$;

$c^{N+2} = x_1^N x_2^N y_1^N y_2^{N+1}$;

$z^{N+2} = \overline{x_2^N y_2^{N+1}} x_1^N x_2^N y_1^N y_2^{N+1} \vee x_2^N y_2^{N+1} \overline{x_1^N x_2^N y_1^N y_2^{N+1}}$.

Rezultatele obţinute pot fi concentrate cu ajutorul operatorilor secvenţiali (tabela 3).

Tabela 3

Var. \ Tact	$N-1$	N	$N+1$	$N+2$	$N+3$	$N+4$
v	0	$x_2^N y_1^N$	$I_{N+1}(x_2, y_2)$	0	0	0
u	0	$x_1^N y_1^N$	$I_{N+1}(x_1, y_2)$	0	0	0
w	0	v^{N-1}	v^N	v^{N+1}	v^{N+2}	v^{N+3}
s	0	0	$I_{N+1}[x_2 y_1, \bar{I}(x_1, y_2)] \vee \vee I_{N+1}[x_2 \bar{y}_1, I(x_1, y_2)]$	$I_{N+1}(x_2, y_2)$	0	0
r	0	0	$I_{N+1}(x_1 x_2 y_1, y_2)$	0	0	0
a	0	0	$I_{N+1}(x_1 x_2 y_1, y_2)$	$I_{N+1}(x_1 x_2 y_1, y_2)$	0	0
b	0	0	0	$I_{N+1}(x_1 x_2 y_1, y_2)$	$I_{N+1}(x_1 x_2 y_1, y_2)$	0
c	0	0	0	$I_{N+1}(x_1 x_2 y_1, y_2)$	0	0
z	0	$x_1^N y_1^N$	$I_{N+1}[x_2 y_1, \bar{I}(x_1, y_2)] \vee \vee I_{N+1}[x_2 \bar{y}_1, I(x_1, y_2)]$	$\bar{I}_{N+1}(x_2, y_2) \wedge I_{N+1}(x_1 x_2 y_1, y_2) \vee \vee I_{N+1}(x_2, y_2) \vee \bar{I}_{N+1}(x_1 x_2 y_1, y_2)$	$I_{N+1}(x_1 x_2 y_1, y_2)$	0

Verificarea relaţiilor stabilite mai sus se poate face astfel:

x_2^N	x_1^N	y_2^{N+1}	y_1^N	N	$N+1$ (Z)	$N+2$	$N+3$
1	1	1	1	1	0	0	1
1	1	1	0	0	1	1	0
1	1	0	1	1	1	0	0
1	1	0	0	0	0	0	0
1	0	1	1	0	1	1	0
1	0	1	0	0	0	1	0
1	0	0	1	0	1	0	0
1	0	0	0	0	0	0	0
0	0	0	0	0	0	0	0
0	0	0	1	0	0	0	0
0	1	0	1	1	0	0	0
0	1	1	1	1	1	0	0
0	1	1	0	0	1	0	0
0	0	1	1	0	0	0	0
0	0	1	0	0	0	0	0

Observaţii. Z are forma:

$Z = Z_{N+3}\ Z_{N+2}\ Z_{N+1}\ Z_N$

În acelaşi fel pot fi descrise logic şi celelalte circuite care constituie calculatorul digital. Tot astfel vor putea fi descrise şi procesele logice care au loc în calculatorul digital luat ca întreg. În acest mod, logica secvenţială se prezintă nu numai ca instrumentul matematic de analiză şi sinteză a circuitelor logice din calculatoarele digitale considerate ca maşini secvenţiale asincrone, ci şi ca instrumentul de urmărire a fluxului de informaţie prin calculator şi a proceselor logice care au loc în acesta.

Concluzii

1. Pentru concepţia şi descrierea automatelor secvenţiale, s-a dezvoltat o teorie adecvată, denumită de autor şi de alţii logica secvenţială. Întrucît experienţa arată că în general automatele secvenţiale au o funcţionare asincronă, prezintă cel mai mare interes logica secvenţială asincronă.

S-au introdus trei funcţii logice secvenţiale $I(x,y)$, $O(x,y)$ şi $S(x)$ şi operatorii secvenţiali corespunzători. Funcţiile I, O şi S introduse sînt neasociative, necomutative şi nedistributive. Utilitatea lor în calcul rezultă din existenţa a 10 teoreme, care constituie şi relaţii de simplificare pentru expresiile conţinînd funcţiile I şi O (pentru variabile logice simple).

2. Teoria logicii secvenţiale poate fi generalizată pentru variabile logice reprezentînd cuvinte de lungime n. Acestea pot fi tratate secvenţial (serie sau paralel), în supoziţia că cuvintele respective se află în tacte subsecvente sau sînt despărţite de ν tacte.

3. Logica secvenţială se aplică în primul rînd la analiza şi sinteza circuitelor secvenţiale asincrone. În lucrare se dau o serie de exemple de analiză şi sinteză, dintre care remarcăm sinteza unui contor 101.

Cea mai spectaculoasă aplicaţie a logicii secvenţiale asincrone este însă descrierea proceselor logice care au loc în circuitele secvenţiale din calculatorul digital ca: memoria, întîrzierea, sumatoarele binare serie şi paralel, multiplicatorul binar, serie şi paralel etc. În acest fel calculatorul digital îşi găseşte instrumentul matematic adecvat concepţiei şi descrierii sale.

BIBLIOGRAFIE

[1] Gill, A. *Time-Varying Sequential Machines.* În: J. Franklin Inst., 276, dec 1963, p. 519–539.

[2] Moisil, Gr. C. *Teoria algebrică a mecanismelor automate.* Bucureşti, Ed. tehnică, 1966.

[3] Nicolau, E. şi Popovici, A. *Introducere în cibernetica sistemelor discrete.* Bucureşti, Ed. tehnică, 1966.

[4] Mealy, G. A. şi Earle, J.: *The Logic Design of Digital Computer.* Englewood Cliffs, Prentice Hall, New York, 1963.

[5] Stănciulescu, F. *Einige Bemerkungen zur Sequentiallogik der endlichen Automaten.* În: Zeitsch, f. math. Logik und Grundlagen d. Math., Bd. 11, p. 57–60, 1965.

[6] Stănciulescu, F. *Sequential Logic and its Application to the Synthesis of Finite Automata.* În: IEEE Trans. on Electronic Computers, vol. EC–14, dec 1965, p. 786–791.

[7] Stănciulescu, F. *La conception et la réalisation électronique des schémas logiques à grande fiabilité.* În: Automatisme, nov 1966, p. 597–602.

[8] Stănciulescu, F. and Oprescu, M.F.A. *A Mathematical Model of Finite Random Sequential Automata.* În: IEEE Trans. on Computers, vol. C–17, ian 1968, p. 27–31.

Ing. S. DUMITRESCU şi ing. A. DUMITRICĂ

Dispozitive de carotaj sonic cu compensare automată a erorilor de măsură cauzate de variaţia diametrului găurii de sondă

În procesul de forare a sondelor, măsurătorile de carotaj sonic aduc o importantă contribuţie la determinarea şi localizarea stratelor purtătoare de substanţe minerale utile.

Ele oferă posibilitatea forării sondelor fără a se scoate probă de rocă, asigurînd o avansare nestingherită a procesului de foraj, furnizînd date cît mai complete referitoare la profilele geologice traversate de gaura de sondă.

Măsurările de carotaj sonic se efectuează de regulă continuu şi pe toată lungimea forajului procurînd informaţii atît în evaluarea unor caracteristici ale zăcămintelor (mai ales porozitatea şi conţinutul în fluide) cît şi în rezolvarea unor probleme legate de starea tehnică a sondei după efectuarea tubajului (ca determinarea nivelului de ciment în spatele coloanei, cum şi a distribuţiei inelului de ciment în spaţiul dintre coloană şi formaţie, din gradul de aderenţă a acestuia la coloană).

Carotajul sonic stabileşte litologia stratelor pornind de la măsurarea proprietăţilor fizice ale rocilor legate de viteza de propagare a sunetului şi atenuarea acestuia prin rocile străbătute de gaura de sondă.

Principiul metodei constă în a măsura parametrii electrici ai unui impuls sonic, emis de un emiţător magnetostrictiv plasat în dispozitivul de sondă, care străbate o distanţă cunoscută prin stratul investigat la unul sau mai multe receptoare.

Completul aparaturii de carotaj sonic se compune dintr-un dispozitiv de sondă ce se lansează în gaura de sondă cu ajutorul unui cablu de carotaj multifilar, acesta servind atît pentru susţinerea greutăţii dispozitivului cît şi drept canal de legătură pentru transmiterea informaţiilor furnizate de dispozitivul de sondă la un panou de suprafaţă unde sînt prelucrate şi înregistrate, aşa cum se arată în figura 1.

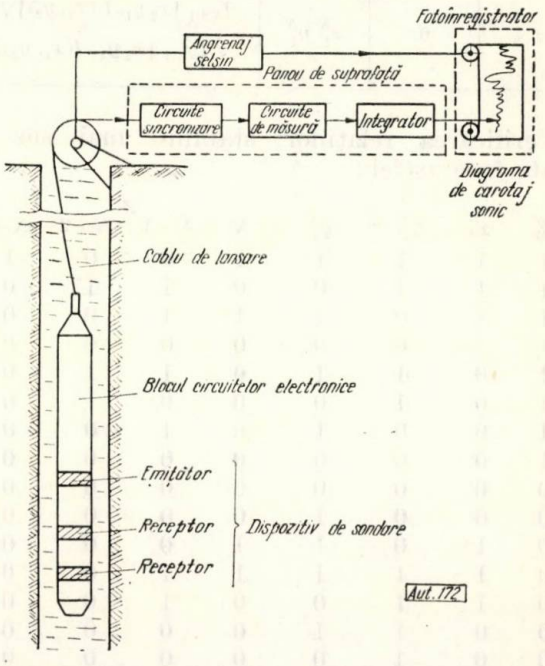


Fig. 1. Componenţa unei instalaţii de carotaj sonic.

Se obţine astfel, într-o reprezentare analogă, o variaţie în funcţie de adîncime a unuia sau mai mulţi parametri acustici ai stratelor inves-

tigate (durata de parcurs şi amplitudinea oscilaţiilor longitudinale sau transversale).

Răspunsul stratelor investigate la sondarea lor cu impulsuri sonice nu depinde numai de proprietăţile fizice ale rocilor, ci şi de o serie de factori ca geometria găurii de sondă, distribuţia stratelor şi natura formaţiilor investigate. Eliminarea influenţei acestor factori este uneori posibilă printr-o alegere corespunzătoare a dispozitivului de sondare.

Dispozitivele de sondare utilizate pînă în prezent sînt de următoarele tipuri:

a) dispozitiv cu un emiţător şi un receptor, notat prin $E-R$;

b) dispozitiv cu un emiţător şi două receptoare, $E-R_1-R_2$;

c) dispozitiv cu două emiţătoare şi un receptor, E_1-R-E_2;

d) dispozitiv cu două emiţătoare şi patru receptoare, $E_1-R_1-R_2$, R_3, R_4-E_2;

e) dispozitiv cu două emiţătoare şi două receptoare, E_1-R_1, R_2-E_2.

În cazul utilizării unei aparaturi echipate cu un dispozitiv de sondare cu un emiţător şi un receptor este necesar să se corecteze valoarea duratei de parcurs, ce reprezintă intervalul de timp scurs între emiterea impulsului de sondare şi recepţionarea sa de către receptor, cu valoarea timpului necesar pentru ca frontul undei sonore să străbată distanţa dintre emiţător şi peretele formaţiei (adică cu timpul de propagare prin noroiul de foraj ce umple gaura de sondă).

Adoptarea dispozitivului $E-R_1-R_2$ elimină influenţa timpului de parcurs prin noroi asupra valorilor măsurate. Dar şi în acest caz se produc erori de măsură a timpului de parcurs prin formaţie, dacă dispozitivul introdus în gaura de sondă este înclinat în raport cu pereţii sondei sau dacă diametrul găurii variază foarte mult în jurul diametrului mediu al forajului.

În acest caz diagrama ce se obţine nu este practic interpretabilă, iar încercările de a o corecta cu ajutorul unei măsurări a variaţiei diametrului găurii de sondă (cavernometrie) nu sînt posibile din cauza caracterului imprevizibil al poziţiei aparatului în raport cu pereţii excavaţiilor existente.

În tabela 1 sînt prezentate dispozitivele de sondare de tip E_1-R_1, R_2-E_2 şi E_1-R_1, R_2, R_3, R_4-E_2, arătîndu-se atît amplasarea traductoarelor cît şi relaţia care stabileşte valoarea duratei de parcurs prin formaţie, atît în cazul în care aparatul este paralel cu peretele găurii de sondă cît şi în cazul unei poziţii înclinate.

Se vede din analiza expresiilor ce se obţin, efectuînd o mediere a timpilor de parcurs în funcţionarea alternativă a celor două emiţătoare şi receptoare, că valoarea timpilor de parcurs este aceeaşi, adică un astfel de dispozitiv de sondare realizează o compensare automată a erorilor de măsură cauzate atît de variaţia diametrului găurii de sondă cît şi datorită poziţiei necunoscute a aparatului în raport cu pereţii profilului cercetat.

Într-o primă variantă, utilizînd un dispozitiv de sondare de tip E_1-R_1, R_2, R_3, R_4-E_2, autorii au creat în cadrul atelierului de geofizică din IPCUP un dispozitiv de carotaj sonic compensat denumit pe scurt $DCS-2$ a cărui schemă bloc este prezentată în figura 2.

Schema bloc a $DCS-2$ asigură transmiterea la suprafaţă a unei succesiuni în timp de patru semnale ce provin din trecerea impulsurilor de sondare, emise alternativ de cele două emiţătoare la ansamblul celor patru receptoare. Accesul impulsurilor captate de receptoare la canalul de amplificare este comandat de circuitele poartă CP_1-CP_4 şi $CPA-CPD$, acestea din urmă funcţionînd sincron două cîte două, permiţînd trecerea atît a impulsurilor de sincronizare la emiţătoarele de ultrasunete cît şi a semnalelor recepţionate de receptoare la canalul de amplificare. Comanda circuitelor poartă este realizată cu ajutorul circuitelor bistabile Bi_1, Bi_2, Bi_3, Bi_4. Momentul emiterii impulsului de sondare este marcat de un impuls de sincronizare, care se transmite la suprafaţă împreună cu semnalul recepţionat.

Se presupune că circuitele poartă CPA şi CPB sînt deschise, iar circuitele poartă CPC şi CPD sînt închise. Un impuls de sincronizare emis de circuitul de formare a impulsurilor CF ajunge la emiţătorul sonic E_1. Acesta face ca E_1 să emită un semnal care va străbate formaţiile de roci şi va ajunge la receptorul R_1. Semnalul recepţionat de R_1 trece, prin circuitul poartă CP_1 deschis, într-un amplificator A_1 şi, prin circuitul poartă CPB deschis, la amplificatorul A_3. De aici, printr-un transformator de adaptare T_4, semnalul trece pe două conductoare ale cablului de carotaj la un panou plasat la suprafaţă.

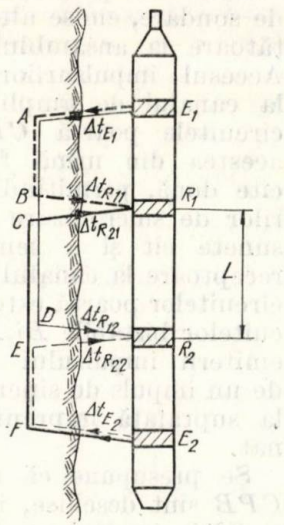
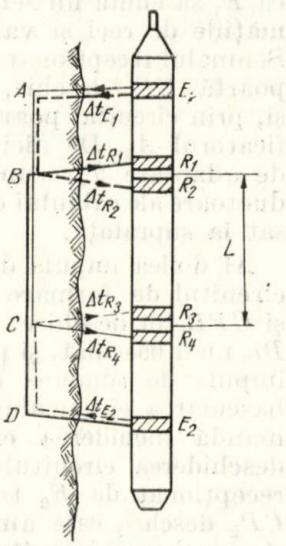
Al doilea impuls de sincronizare, produs de circuitul de formare CF, găseşte porţile CPA şi CPB tot deschise, deoarece circuitul bistabil Bi_3 nu a basculat, şi produce emiterea unui nou impuls de sondare de către E_1 determinînd bascularea circuitului bistabil Bi_1. Acesta comandă închiderea circuitului poartă CP_1 şi deschiderea circuitului poartă CP_2. Impulsul recepţionat de R_2 trece prin circuitul poartă CP_2 deschis, este amplificat de amplificatorul A_1, apoi prin circuitul poartă CPB şi amplificatorul de putere A_3, de unde este trimis prin cablu la panoul de suprafaţă.

Al treilea impuls, produs de circuitul de formare CF, basculează circuitul bistabil Bi_3 care face ca circuitele poartă CPA şi CPB să se închidă, iar circuitele poartă CPC şi CPD să se deschidă. În această situaţie, impulsul de sincronizare produs de CF ajunge la al doilea emiţător E_2, care va emite un impuls de sondare.

Semnalul recepţionat de R_3 va trece prin circuitul poartă CP_3 deschis, prin amplificatorul A_2, prin circuitul poartă CPC deschis, prin amplificatorul A_3, transformatorul T_4 şi, prin cablu, la suprafaţă.

Totodată impulsul de sincronizare determină emiterea unui impuls de sondare de către E_2 care va fi recepţionat de R_4. Semnalul recepţionat va trece prin circuitul poartă CP_4 deschis, prin amplificatorul A_2, prin circuitul poartă

Dispozitive de sondare compensate — *Tabela 1*

Nr. crt.	Tipul dispozitivului	Amplasarea elementelor	Relaţii de calcul	Observaţii
1	$E_1 - R_1, R_2 - E_2$		$t_{11} = \Delta t_{E_1} + \frac{AB}{V_R} + \Delta t_{R_{11}}$ $t_{12} = \Delta t_{E_1} + \frac{AD}{V_R} + \Delta t_{R_{12}}$ $t_{21} = \Delta t_{E_2} + \frac{FC}{V_R} + \Delta t_{R_{21}}$ $t_{22} = \Delta t_{E_2} + \frac{EF}{V_R} + \Delta t_{R_{22}}$ $\Delta t = \frac{t_{12} - t_{11}}{2} + \frac{t_{21} - t_{22}}{2}$ caz a : $\Delta t_{E_1} = \Delta t_{E_2}$ $\boxed{\Delta t = \frac{L}{V_R}}$ (1) caz b : $\Delta t_{E_1} \neq \Delta t_{E_2}$ $\boxed{\Delta t = \frac{L}{V_R}}$ (2)	Se presupune că în ambele cazuri: $\Delta t_{R_{11}} = \Delta t_{R_{21}}$ $\Delta t_{R_{12}} = \Delta t_{R_{22}}$ $EF = AB$ $CD = L$
2	$E_1 - R_1, R_2, R_3, R_4 - E_2$		$t_{12} = \Delta t_{E_1} + \frac{AB}{V_R} + \Delta t_{R_2}$ $t_{14} = \Delta t_{E_1} + \frac{AC}{V_R} + \Delta t_{R_4}$ $\Delta t_{1-2,4} = t_{14} - t_{12} = \frac{L}{V_R}$ $t_{23} = \Delta t_{E_2} + \frac{CD}{V_R} + \Delta t_{R_3}$ $t_{21} = \Delta t_{E_2} + \frac{DB}{V_R} + \Delta t_{R_1}$ $\Delta t_{2-3,1} = t_{23} - t_{21} = \frac{L}{V_R}$ caz a : $\Delta t_{E_1} = \Delta t_{E_2}$ $\boxed{\Delta t = \frac{L}{V_R}}$ caz b : $\Delta t_{E_1} \neq \Delta t_{E_2}$ $\boxed{\Delta t = \frac{L}{V_R}}$	Se consideră $\Delta t_{R_1} = \Delta t_{R_2}$ $\Delta t_{R_3} = \Delta t_{R_4}$ S-a notat $BC = L$

Al patrulea impuls de sincronizare, produs de circuitul de formare CF, găseşte porţile CPC şi CPD deschise şi determină circuitul basculant Bi_2 să basculeze, închizînd circuitul poartă CP_3 şi deschizînd circuitul poartă CP_4.

CPC deschis, apoi va fi amplificat de amplificatorul A_3 şi trimis la suprafaţă prin cablu.

Al cincilea impuls de sincronizare aduce schema în momentul iniţial, după care ciclul se repetă.

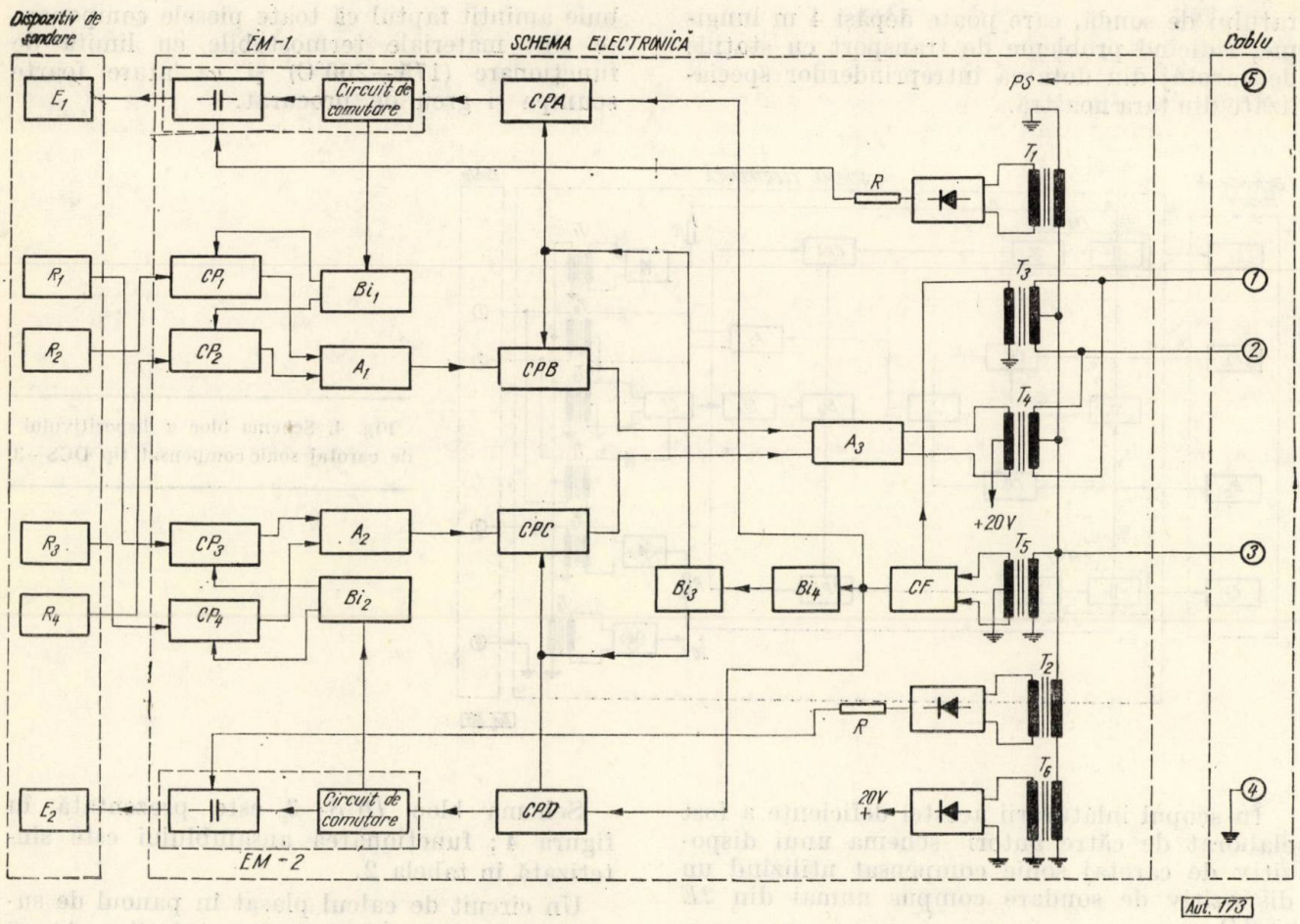


Fig. 2. Schema bloc a dispozitivului de carotaj sonic compensat tip DCS—2

Pentru a marca momentul emiterii impulsurilor de sondare, cu ajutorul transformatorului T_3 se trimit prin cablu la suprafaţă, împreună cu semnalul recepţionat, impulsuri de sincronizare.

Alimentarea cu tensiune a schemei electronice este realizată cu ajutorul transformatoarelor T_1, T_2 şi T_6 în montaj fantomizat. Sincronizarea schemei este realizată de frecvenţa reţelei de alimentare 50 Hz.

În figura 3 se arată forma impulsurilor obţinute de la cele patru receptoare, S reprezentînd impulsul de sincronizare cu perioada de repetiţie de 80 ms, L — unda longitudinală a semnalului acustic, iar T — unda transversală a semnalului acustic.

Aceste impulsuri, sosite în panoul de suprafaţă, sînt distribuite de către un canal de sincronizare la patru canale de măsurare a timpului de parcurs. De la ieşirea a două dintre canale pornesc, la un circuit de calcul, impulsuri ce reprezintă timpii de parcurs :

$$\Delta t_1 \longrightarrow_{2,4} \text{ şi } \Delta t_2 \longrightarrow_{3,1}.$$

Circuitul de calcul realizează medierea acestor timpi de parcurs, realizînd compensarea automată a erorilor de măsură cauzate de va-

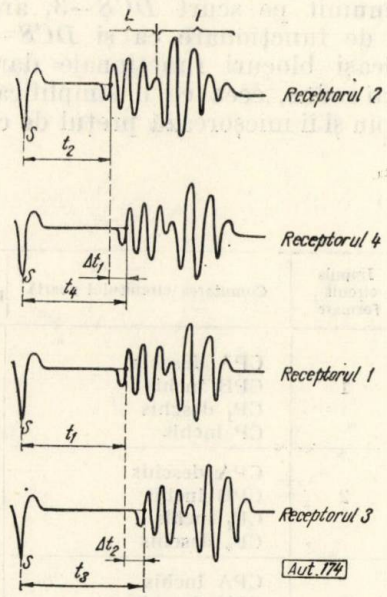


Fig. 3. Forma impulsurilor de la cele patru receptoare.

riaţia diametrului găurii de sondă şi de poziţia necunoscută a aparatului în raport cu pereţii găurii.

Principalul dezavantaj al acestui dispozitiv îl constituie creşterea lungimii totale a apa-

ratului de sondă, care poate depăşi 4 m lungime, ridicînd probleme de transport cu staţiile de carotaj din dotarea întreprinderilor specializate din ţara noastră.

buie amintit faptul că toate piesele componente sînt materiale termostabile cu limită de funcţionare (175—200°C) şi ca atare foarte scumpe şi greu de procurat.

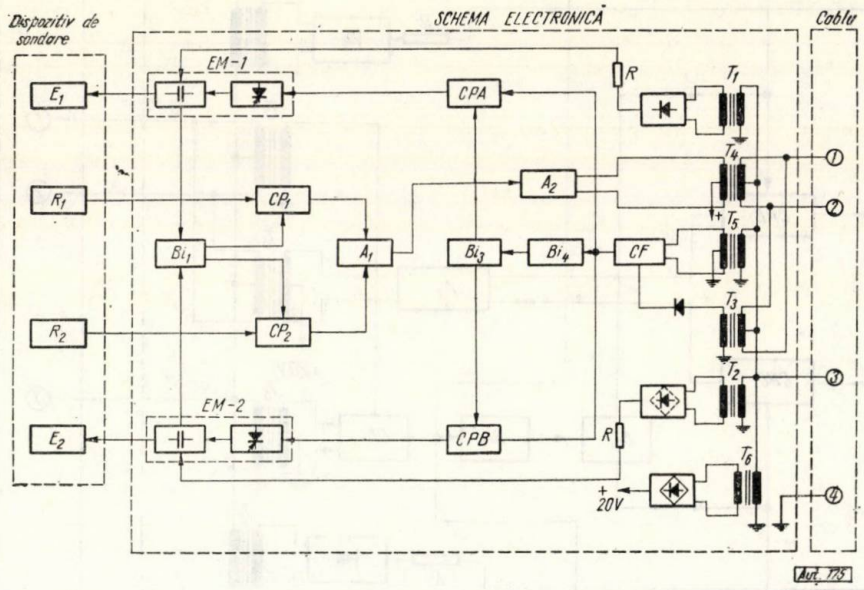


Fig. 4. Schema bloc a dispozitivului de carotaj sonic compensat tip DCS—3.

În scopul înlăturării acestei deficienţe a fost elaborat de către autori schema unui dispozitiv de carotaj sonic compensat utilizînd un dispozitiv de sondare compus numai din *2E* şi *2R*.

Dispozitivul de carotaj sonic compensat tip 3, denumit pe scurt *DCS—3*, are acelaşi principiu de funcţionare ca şi *DCS—2*, utilizînd aceleaşi blocuri funcţionale dar într-un număr mai redus, ceea ce îi simplifică schema de principiu şi îi micşorează preţul de cost. Trebuie amintit faptul că toate piesele componente sînt materiale termostabile cu limită de funcţionare (175—200°C) şi ca atare foarte scumpe şi greu de procurat.

Schema bloc *DCS—3* este prezentată în figura 4; funcţionarea ansamblului este sintetizată în tabela 2.

Un circuit de calcul plasat în panoul de suprafaţă realizează medierea valorilor Δt_1 şi Δt_2, executînd automat compensarea erorilor de măsură produse în cursul înregistrării de variaţia diametrului găurii şi de poziţia necunoscută a aparatului de sondă în raport cu pereţii sondei.

Tabela 2

Impuls circuit formare	Comutarea circuitului poartă	Timpul de parcurs măsurat	Parcursul semnalului prin DCS-3	Observaţii
1	CPA deschis CPB închis CP_1 deschis CP închis	$E_1 - R_1$	$R_1 \rightarrow CP_1 \rightarrow A_1 \rightarrow A_2 \rightarrow T_4 \rightarrow$ cablu	în panoul de suprafaţă se măsoară $\Delta t_1 = t_{12} - t_{11}$
2	CPA deschis CPB închis CP_1 închis CP_2 deschis	$E_1 - R_2$	$R_2 \rightarrow CP_2 \rightarrow A_1 \rightarrow A_2 \rightarrow T_4 \rightarrow$ cablu	
3	CPA închis CPB deschis CP_1 deschis CP_2 închis	$E_2 - R_1$	$R_1 \rightarrow CP_1 \rightarrow A_1 \rightarrow A_2 \rightarrow T_4 \rightarrow$ cablu	în panoul de suprafaţă se măsoară $\Delta t_2 = t_{21} - t_{22}$
4	CPA închis CPB deschis CP_1 închis CP_2 deschis	$E_2 - R_2$	$R_2 \rightarrow CP_2 \rightarrow A_1 \rightarrow A_2 \rightarrow T_4 \rightarrow$ cablu	

Ambele variante ale celor două dispozitive de sondă au fost realizate cu aceleaşi circuite de comutare, sincronizare etc., aşa încît în continuare vom prezenta schemele comune care au fost utilizate la experimentările de laborator, cu rezultatele obţinute.

Emiţătorul sonic

În principiu emiţătorul se compune dintr-un condensator de acumulare care este încărcat cu tensiune continuă şi, cu ajutorul unui element de comutare, întreaga energie acumulată de condensator este transferată emiţătorului magnetostrictiv. Schema de principiu a emiţătorului de ultrasunete este dată în figura 5.

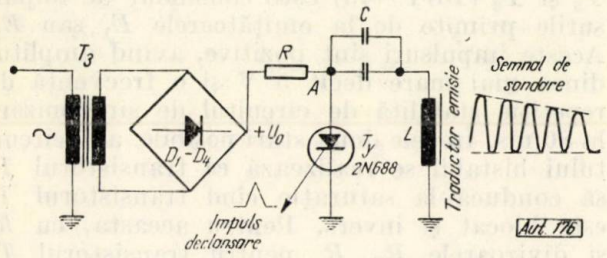


Fig. 5. Schema de principiu a emiţătorului de ultrasunete.

Condensatorul de acumulare este constituit dintr-un grup de două condensatoare legate în paralel. Acestea sînt încărcate de către redresorul D_1-D_4, prin rezistenţa de balast R la tensiunea $U_0 = 300$ V. Tiristorul Ty (2N688) determină descărcarea grupului de condensatoare C pe înfăşurarea emiţătorului magnetostrictiv L, în momentul cînd pe poarta tiristorului se aplică un impuls.

Curentul prin înfăşurarea traductorului magnetostrictiv va avea forma :

$$i_{(t)} = \frac{U_0}{\omega L} e^{-at} \sin \omega t,$$

unde a este amortizarea procesului avînd valoarea $\frac{R_{cc}}{2L}$.

În cazul emiţătorului realizat R_{cc}, rezistenţa în curent continuu este de 9,2 Ω, iar inductanţa înfăşurării de excitaţie L este de 1 mH.

Durata procesului, respectiv numărul de oscilaţii ale emiţătorului sonic cuprinse în impulsul de sondare, în intervalul în care U_0 scade la 0,01 din valoarea iniţială, va fi :

$$a = \frac{R_{cc}}{2L} = \frac{9{,}2}{2 \cdot 1 \cdot 10^{-3}} = 4{,}6 \cdot 10^3 .$$

Durata este :

$$\tau = \frac{\ln 100}{a} = \frac{4{,}6}{2 \cdot 6 \cdot 10^3} = 1 \text{ ms} .$$

Numărul de oscilaţii complete în acest interval de timp este :

$$N = \frac{4{,}6}{a \cdot T} = \frac{4{,}6}{4{,}6 \cdot 10^3 \cdot 50 \cdot 10^{-6}} = 20 \text{ oscilaţii} .$$

Caracteristicile principale cerute emiţătorului magnetostrictiv sînt următoarele :

— stabilitate de funcţionare în condiţii de temperatură ridicată ;

— putere suficient de mare pentru a putea furniza un semnal acustic care să poată fi recepţionat cu un raport semnal zgomot favorabil ;

— caracteristică de radiaţie uniformă în plan orizontal, iar în plan vertical caracteristica de radiaţie să aibă un maxim în zona cuprinsă între planul normal pe suprafaţa radiatorului şi cel corespunzător unghiului critic maxim ;

— randament bun de transformare a energiei electrice în energie acustică ;

— construcţie compactă, rezistenţă mecanică bună.

Emiţătorul cel mai indicat [2, 4], care satisface condiţiile de mai sus, are miezul de formă toroidală confecţionat din permendur, cu secţiune dreptunghiulară, cu suprafaţa exterioară suficient de mare faţă de grosimea torului, iar bobinajul este executat din conductor liţă izolat cu teflon.

În figura 6 se prezintă o secţiune prin emiţător. Pentru obţinerea unei caracteristici de directivitate optime, emiţătorul este compus

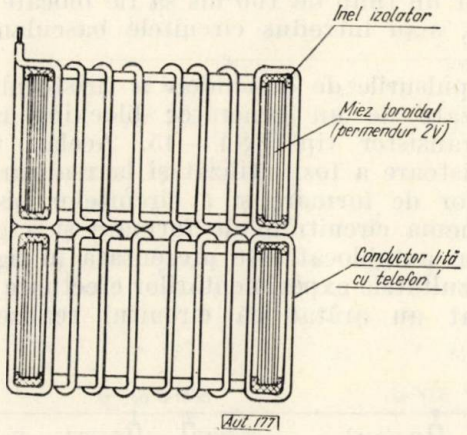


Fig. 6. Secţiune prin emiţătorul de ultrasunete.

din două miezuri identice, iar pentru a se înlătura efectul de cuplaj între cele două înfăşurări, conectate în paralel, spirele sînt bobinate în antifază. Spirele, egal distanţate, sînt înfăşurate peste două inele izolatoare (teflon) dispuse la capetele miezului.

Diferiţi autori [2, 4] au studiat experimental influenţa dimensiunilor emiţătorului asupra caracteristicii de directivitate a undelor sonore, stabilind ca valoare optimă a acestuia lungimea de 4—4,5 cm.

Miezul toroidal este introdus într-o carcasă etanşă în care se toarnă o masă de compundare din răşină de polimerizare cu întărire la cald. În scopul micşorării erorilor de măsură la viteza de propagare a undelor sonore în stratele investigate, cauzate de pierderile de ciclu, s-a adoptat o frecvenţă proprie de rezonanţă pentru miez de 25—30 kHz, căreia îi corespunde un diametru cuprins între 67 şi 56 mm.

Circuitul de sincronizare

Rolul circuitului de sincronizare este de a furniza impulsuri pentru :

— declanşarea impulsurilor de sondare la emiţător, la un interval de 80 ms ;

— declanşarea circuitelor de comutare ale porţilor ;

— furnizarea impulsului necesar sincronizării schemei de măsură din panoul de suprafaţă.

Deoarece succesiunea impulsurilor trebuie să fie bine determinată şi stabilă, s-a ales frecvenţa reţelei de alimentare ca frecvenţă de referinţă.

La perioada $T = \frac{1}{f} = \frac{1}{50} = 20$ ms s-a ales perioada de repetiţie a impulsurilor de sincronizare de 80 ms, care s-a obţinut cu ajutorul a două circuite basculante bistabile legate în cascadă. Acest circuit figurează în cadrul schemelor bloc ale *DCS*—2 (fig. 2) şi *DCS*—3 (fig. 4) sub notaţia *CF* (circuit de formare).

Pentru a comuta circuitele poartă *CPA*—*CPD*, care trebuie să conducă un timp de 160 ms iar un timp de 160 ms să fie blocate alternativ, s-au introdus circuitele basculante Bi_4 şi Bi_3.

Impulsurile de deschidere a tiristorului sînt furnizate de un generator blocking realizat cu transistor tip *BSY*—45. Acelaşi tip de transistoare a fost utilizat şi la realizarea circuitelor de formare şi a circuitelor bistabile.

Schema circuitului de formare şi a generatorului autoblocat este prezentată în figura 7.

Rezultatele experimentărilor efectuate la termostat au arătat că circuitul realizează o diviziune stabilă a impulsurilor în condiţiile variaţiei tensiunii de alimentare cu $\pm 20\%$ şi a temperaturii ambiante între 20 şi 150°C.

Blocul de comutare

Rolul acestui bloc este de a realiza comutarea circuitelor poartă pentru transmiterea succesivă a impulsurilor de declanşare a emiţătoarelor de sondare şi recepţionarea pe rînd a semnalelor răspuns ce sosesc la fiecare receptor.

În figura 8 se prezintă schema de principiu a circuitului de comutare care realizează comutarea receptoarelor R_1 şi R_2. Aceeaşi schemă este folosită şi pentru receptoarele R_3 şi R_4 şi pentru emiţătoarele E_1 şi E_2.

Circuitul bistabil realizat cu transistoarele T_5 şi T_6 (*BSY*—45) este comandat de impulsurile primite de la emiţătoarele E_1 sau E_2. Aceste impulsuri sînt pozitive, avînd amplitudinea mai mare decît 5 V şi o frecvenţă de repetiţie stabilită de circuitul de sincronizare la 80 ms. În cele două stări posibile ale circuitului bistabil se realizează ca transistorul T_2 să conducă la saturaţie cînd transistorul T_8 este blocat şi invers. Pentru aceasta, cu R_4 şi divizoarele R_6, R_7 pentru transistorul T_2 şi respectiv R_{26} şi R_{22}, R_{23} pentru transistorul T_8, se stabilesc polarităţile corespunzătoare.

Saltul de tensiune pe colectoarele transistoarelor T_5 şi T_6 trebuie să fie suficient de mare pentru a realiza un regim de blocare a transistoarelor T_2 şi T_8 şi la temperatura maximă de lucru a dispozitivului în gaura de sondă, de 150°C.

Semnalele sosite la receptoare, cu ajutorul transformatoarelor de adaptare TR_1 şi TR_2 sînt aplicate pe bazele circuitelor de amplificare realizate cu transistoarele T_1 şi T_7. De aici semnalele sînt trecute într-un amplificator comun care are o amplificare variabilă în trepte, care poate fi controlată de la suprafaţă cu ajutorul unui comutator pas cu pas.

R_{29}, C_{13} şi R_{30}, C_{14} au rolul de a asigura o integrare parţială a flancurilor impulsurilor

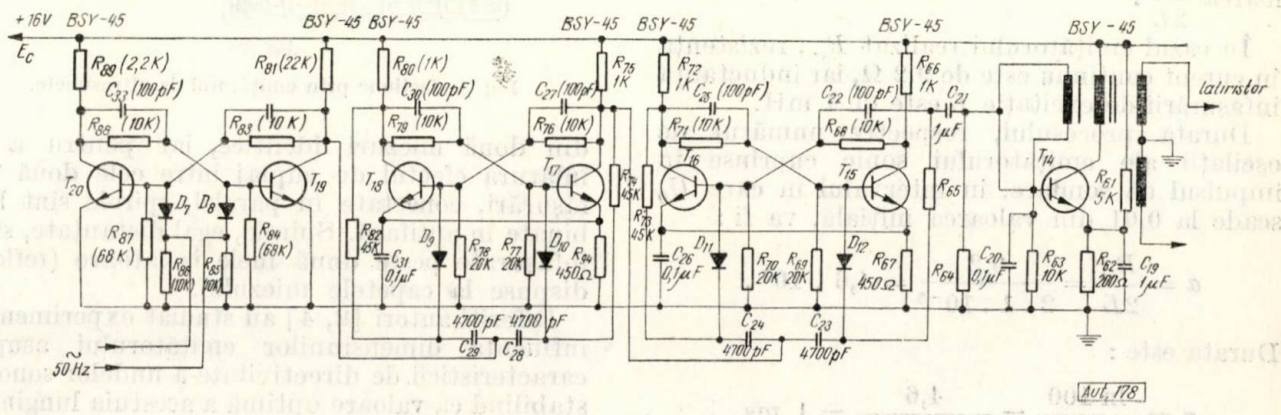


Fig. 7. Schema circuitului de sincronizare.

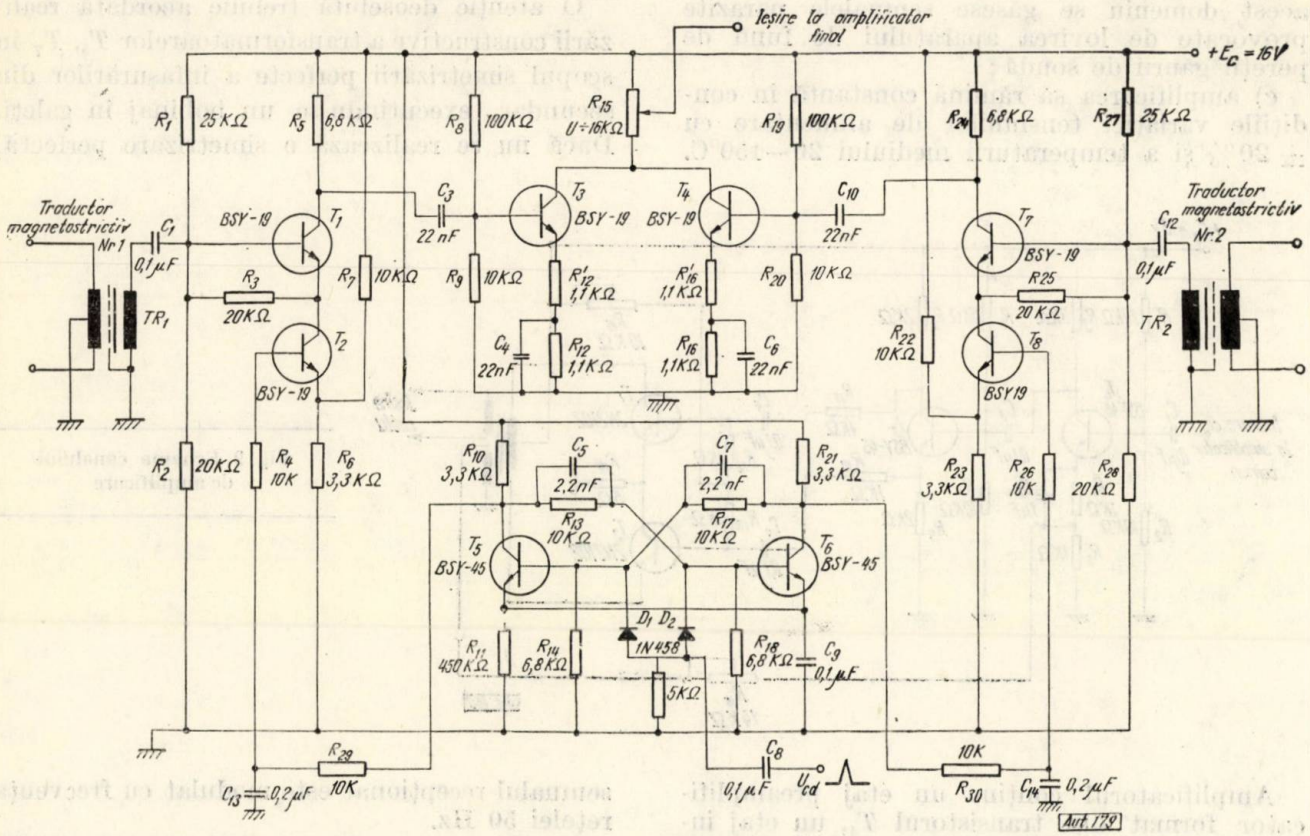


Fig. 8. Schema blocului de comutare.

dreptunghiulare ale circuitului bistabil T_5, T_6. Prin aceasta se evită apariţia în semnalul util a unor impulsuri parazite, provocate de derivarea acestor impulsuri de comutare de către circuitul C_3, R_{intr3} şi C_{10}, R_{intr4}, unde R_{intr3} respectiv R_{intr4} reprezintă rezistenţa de intrare a etajului amplificator realizat cu transistorul T_3 respectiv T_4. Amplitudinea maximă a semnalului la intrare pentru care amplificatorul nu introduce distorsiuni este de 150 mV. Amplificarea maximă a etajului comun este de 13,3.

Aprecierea performanţelor circuitului de comutare se face prin definirea unui factor de rejecţie, care reprezintă raportul dintre valoarea tensiunii semnalului ce trece prin poarta deschisă şi este cules de pe sarcina comună şi acelaşi semnal în ipoteza că poarta este închisă :

$$\gamma_r = \frac{U_d}{U_i}.$$

Avînd în vedere faptul că acest circuit funcţionează în condiţiile unei temperaturi a mediului variabile între 20 şi 150°C, vom defini un coeficient de rejecţie γ_0 pentru temperatura de 20°C şi un coeficient de rejecţie pentru temperatura t, γ_t.

Cu ajutorul montajului descris s-a obţinut un factor de rejecţie pentru 20°C $\gamma_0 = 1\,500$ şi pentru 160°C, $\gamma_{160°C} = 1\,000$.

Pentru a avea o amplificare cît mai constantă în gama de temperaturi 20—150°C s-au folosit transistoare cu siliciu ale căror puncte medii de funcţionare au fost stabilizate prin reacţii negative. Variaţia amplificării montajului prezentat cu temperatura $\frac{\Delta A}{A}$ a fost mai mică decît 3%.

Canalul de amplificare

Amplificatorul, a cărui schemă este prezentată în figura 9, are rolul de a culege semnalele de pe sarcina comună a amplificatorului A_1 (A_2) şi a le transmite prin cablul de carotaj la panoul de suprafaţă în vederea analizei informaţiilor ce le conţin. Sarcina acestui amplificator o constituie impedanţa de intrare a cablului împreună cu impedanţa de intrare a panoului de suprafaţă.

Pentru ca semnalul să poată fi prelucrat la suprafaţă trebuie să nu fie însoţit de semnale parazite şi să nu fie deformat la trecerea sa prin canalul de amplificare. Acest lucru cere ca amplificatorul să îndeplinească următoarele condiţii :

a) să nu introducă distorsiuni de neliniaritate ;

b) să aibă o caracteristică de frecvenţă căzătoare spre frecvenţele joase, deoarece în

acest domeniu se găsesc semnalele parazite provocate de lovirea aparatului de fund de pereţii găurii de sondă;

c) amplificarea să rămînă constantă în condiţiile variaţiei tensiunilor de alimentare cu $\pm 20\%$ şi a temperaturii mediului 20—150°C.

O atenţie deosebită trebuie acordată realizării constructive a transformatoarelor T_5, T_7 în scopul simetrizării perfecte a înfăşurărilor din secundar, executîndu-se un bobinaj în galeţi. Dacă nu se realizează o simetrizare perfectă,

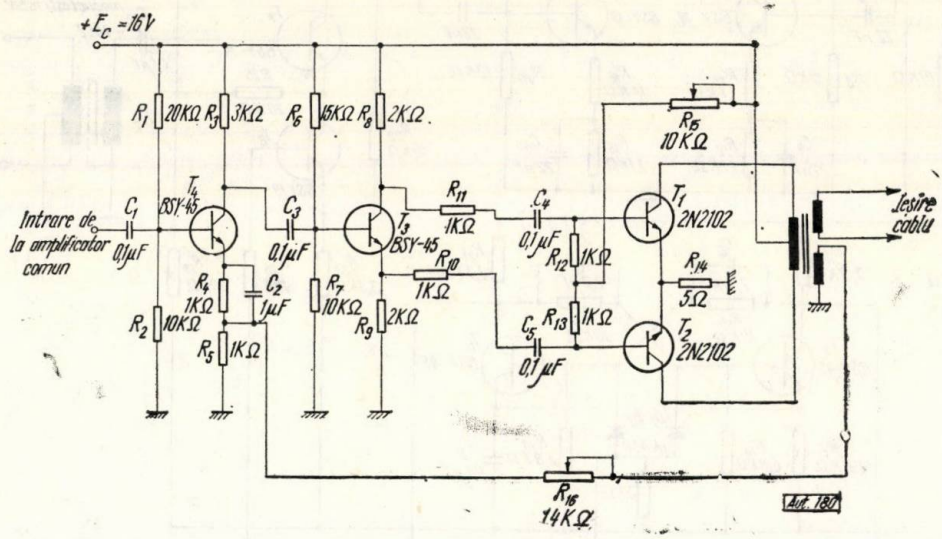


Fig. 9. Schema canalului de amplificare

Amplificatorul conţine un etaj preamplificator format din transistorul T_4, un etaj inversor format din transistorul T_3 şi un etaj final format din transistoarele T_1 şi T_2 care lucrează în contratimp. Pentru stabilizarea factorului de amplificare s-a introdus o reacţie negativă globală. Impedanţa de sarcină a amplificatorului este de 10 Ω. Amplificatorul realizează o tensiune la ieşire, în sarcină, de 5 V, avînd frecvenţa inferioară de $f_j = 5$ kHz şi $M_j = 1{,}41$.

Schema de alimentare a dispozitivului de fund

Alimentarea dispozitivului de fund se face în curent alternativ (50 Hz) prin cablu, de la suprafaţă, folosind în acest scop montajul fantomizat prezentat în figura 10.

Transformatorul T_4 asigură transmiterea, prin două conductoare ale cablului de carotaj multifilar armat, a semnalelor recepţionate de traductoarele receptoare, de la amplificatorul final la panoul de suprafaţă. Transformatorul T_3 asigură transmiterea la suprafaţă a impulsurilor de sincronizare. Între priza mediană a transformatorului T_5 şi blindajul cablului se conectează transformatoarele T_1, T_2, T_3, T_6, la bornele cărora se aplică tensiunea alternativă de 100 V. Transformatoarele T_1 şi T_2 furnizează tensiunea de 300 V care este redresată şi care alimentează emiţătoarele E_1 şi E_2. Transformatorul T_6 asigură alimentarea schemei electronice, iar T_3 furnizează tensiunea de sincronizare.

semnalul recepţionat este modulat cu frecvenţa reţelei 50 Hz.

Deoarece aparatul lucrează în gaură de sondă, unde temperatura poate ajunge pînă la 160—

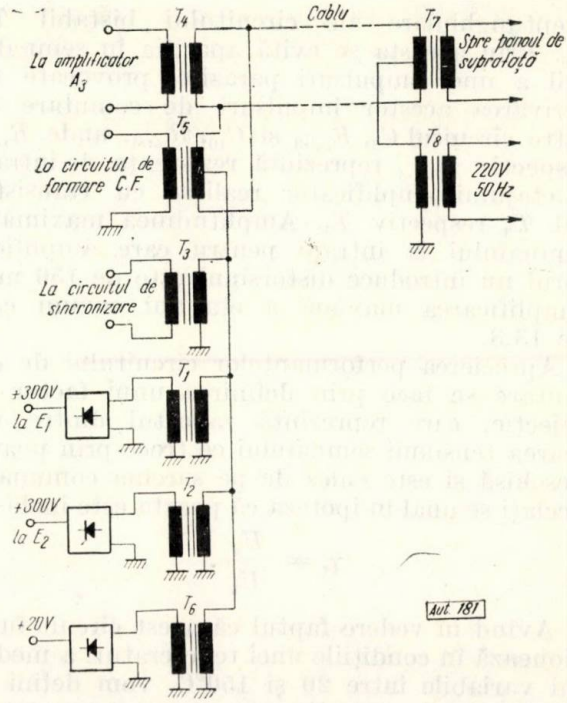


Fig. 10. Schema de alimentare a DCS—2.

200°C, izolaţia conductoarelor trebuie să reziste la această temperatură, folosind în acest scop conductoare izolate cu teflon.

Rezultate experimentale

La experimentările efectuate cu modelul de laborator s-a utilizat un dispozitiv de sondare compus dintr-un emiţător şi două receptoare (utilizat la prima variantă necompensată de tip *DCS*—1) [6]. Grupul receptoarelor şi al emiţătorului ultrasonic a fost introdus într-un tub de cauciuc umplut cu ulei de transformator. Întregul ansamblu al dispozitivului de sondare a fost introdus într-un tub cilindric de oţel de 120 mm diametru, care apoi a fost umplut cu apă.

Pentru a verifica comportarea ansamblului la condiţiile de temperatură existente în gaura de sondă, diferitele blocuri din componenţa dispozitivului de sondă, ca : blocul de sincronizare-formare, blocul de comutare a circuitelor poartă, etajul de amplificare etc., au fost introduse în termostat şi a fost verificată funcţionarea lor într-o gamă cu temperaturi cuprinse între 25 şi 150°C.

Obţinerea unei bune stabilităţi în funcţionare a acestor circuite a fost posibilă datorită utilizării unor materiale speciale ca : elemente semiconductoare cu siliciu, condensatoare electrolitice cu tantal XTX (Mallory), rezistenţe de tip MT (U.R.S.S.), condensatoare cu teflon FT (U.R.S.S.), toate cu limita de lucru de 200°C.

Drept material suport s-a utilizat placă de sticlo-textolit produsă de F.C.M.E.— Bucureşti, iar bucşele şi elementele de trecere au fost confecţionate din teflon.

Pentru bobinaj s-au utilizat conductoare PETV (U.R.S.S.), iar pentru cablaj un conductor TM 250 (U.R.S.S.) din liţă argintată în tresă de ţesătură de sticlă impregnată cu lac siliconic.

Tensiunea de alimentare a dispozitivului de sondă (fără cablu) a fost de 100 V (50 Hz), frecvenţa de repetiţie a impulsurilor de sondare la fiecare canal de 12,5 Hz, iar frecvenţa fundamentală a impulsului ultrasonic de sondare de 25 kHz.

Amplitudinea semnalului (a primei sosiri longitudinale) prin pereţii tubului de probă la bornele receptorului a fost de 0,1 V, amplitudinea maximă a semnalului la ieşire pe cablu de 6 000 m de 4 V, iar banda de frecvenţă a canalului comun de amplificare (3 dB) de 6—35 kHz.

În urma rezultatelor satisfăcătoare obţinute cu ocazia experimentărilor efectuate asupra modelului de laborator urmează a se realiza prototipul dispozitivului de carotaj sonic *DCS*—3.

Paralel cu aceasta, în momentul de faţă se studiază şi problema realizării unei compensări a erorilor de măsură cauzate de variaţia diametrului mediu al găurii de sondă în panoul de suprafaţă prin utilizarea unor linii de întîrziere cu înregistrare magnetică.

BIBLIOGRAFIE

[1] Kokesh, F. P. ş.a. *A new approach to sonic logging and other acoustic measurements.* În : J. petrol technol., nr. 3, 1965.

[2] Colectiv Dumitrescu, S. *Studiu tehnic de cercetare în vederea aplicării carotajului sonic (acustic).* Bucureşti, IPCUP, 1967.

[3] Dumitrescu, S. şi Babskov, A. *Probleme legate de realizarea în R.S. România a unei aparaturi de carotaj sonic.* În : Petrol şi gaze, nr. 11, 1968.

[4] Granţinski, V. G., Gorboviskii, C. B. *O vlianii napravlennosti i razmerov izluciania na dinamiceskie parametri akusticeskih voln v skvajine.* În : Izv. Visşih Ucebnih Zavedenii Gheologhia i Razvedka. nr. 12, 1967.

[5] Perelman, A. L. şi Rabinovici, G. Ia. *Nekotorîie trebovania prediavliaemîie k apparature akusticeskovo karotaje tipa LAK.* În : Gheoiiziceskaia apparatura, nr. 32 1967.

[6] Colectiv Dumitrescu, S. *Studiu de cercetare şi experimentare în vederea aplicării carotajului sonic (acustic).* Bucureşti, IPCUP, 1968.

Ing. Marina IOANOVICIU şi ing. C. MIRON

Asupra alegerii elementelor nelinaire pentru stabilizatoarele parametrice de curent

Stabilizatoarele parametrice de curent, folosind de exemplu baretoare, au o schemă simplă (fig. 1).

La proiectarea acestor stabilizatoare, problema principală constă în alegerea baretorului. Deoarece caracteristicile baretorului determină performanţele stabilizatorului, alegerea sa trebuie astfel făcută încît să conducă la performanţe cît mai bune. În plus, trebuie să se asigure funcţionarea baretorului în domeniul de baretare indicat în catalog. În acest

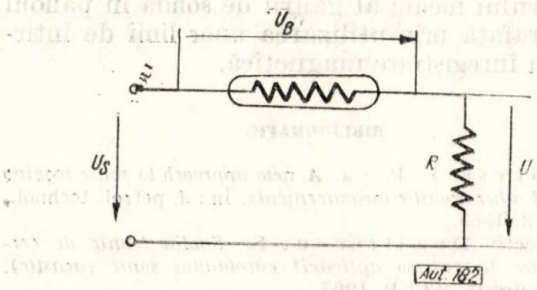


Fig. 1. Schema de principiu a unui stabilizator cu baretor: U_S – tensiunea sursei de alimentare; U_B – căderea de tensiune pe baretor; U – tensiunea pe sarcină; R – rezistenţa sarcinii.

ultim scop, intensitatea curentului prin circuit trebuie să fie egală cu intensitatea nominală a curentului din baretor, iar valoarea tensiunii pe baretor trebuie să se afle între limitele domeniului de baretare chiar şi pentru regimurile extreme de funcţionare a stabilizatorului. În cele mai multe metode de proiectare găsite de noi în literatură (de exemplu [1]) se alege baretorul numai din condiţiile pentru curentul nominal şi se verifică satisfacerea condiţiei pentru tensiune abia după calcularea elementelor circuitului. În caz de nesatisfacere a condiţiei pentru tensiune, se alege un alt baretor şi se reface întreg calculul.

În alte metode se consideră date valorile extreme ale tensiunii sursei de alimentare şi se calculează valorile extreme ale tensiunii care cade pe baretor. Avînd aceste valori, se caută în catalog un baretor corespunzător (de exemplu [2]). Posibilitatea de rezolvare a problemei astfel puse este însă drastic limitată de tipurile de baretoare fabricate.

Pornind de la faptul că în cazul uzual tensiunea sursei de alimentare nu este impusă, ci se specifică numai variaţia sa raportată, în cele ce urmează se propune o metodă generală de alegere a baretorului pe baza condiţiilor de tensiune. Se va considera cazul în care variază numai tensiunea sursei de alimentare, valoarea R a rezistenţei de sarcină fiind constantă.

Deoarece în momentul alegerii baretorului nu se poate cunoaşte valoarea coeficientului de stabilizare al circuitului, se admite ca primă ipoteză simplificatoare că valoarea sa este nemăsurat de mare. Aceasta înseamnă un curent constant prin circuit şi, pentru cazul R = ct, tensiunea pe sarcină rămîne şi ea constantă. Rezultă:

$$U_M = U_m = U_n. \tag{1}$$

Aplicînd legea a doua a lui Kirchhoff circuitului din figura 1, se obţine:

$$U_S = U_B + U. \tag{2}$$

Scriind această lege pentru regimul maxim şi pentru cel minim, scăzînd cele două relaţii astfel obţinute şi ţinînd seamă de relaţia (1) rezultă:

$$U_{BM} - U_{Bm} = U_{SM} - U_{Sm}. \tag{3}$$

Ipoteza admisă înseamnă deci că baretorul preia în întregime variaţiile de tensiune ale sursei şi va conduce, ca urmare, la o condiţie de tensiune ceva mai severă decît cea necesară în realitate.

Se admite, de asemenea, ipoteza simplificatoare R_i = ct, adică rezistenţa diferenţială a baretorului constantă în interiorul domeniului de baretare. După cum este bine cunoscut, această ipoteză este general admisă în calculul stabilizatoarelor cu baretoare, fiind foarte apropiată de realitate.

Înainte de a trece la determinarea condiţiilor de tensiune, se defineşte un „coeficient de acoperire a domeniului de baretare", K, astfel:

$$K = \frac{U_{BM} - U_{Bm}}{U_{BL} - U_{Bl}}. \tag{4}$$

Coeficientul de acoperire reprezintă raportul dintre variaţia reală a tensiunii pe baretor şi variaţia permisă, egală cu valoarea domeniului de baretare.

O primă condiţie de tensiune poate fi scrisă imediat:

$$K \leqslant 1. \tag{5}$$

Ea impune ca variaţia totală reală a tensiunii pe baretor să fie mai mică sau cel mult egală cu variaţia permisă.

A doua şi a treia condiţie de tensiune trebuie să impună plasarea variaţiei reale a tensiunii între limitele permise, ceea ce duce la:

$$U_{Bm} \geqslant U_{Bl} \tag{6a}$$

şi:

$$U_{BM} \leqslant U_{BL}. \tag{6b}$$

Mărimile de pornire în calculul unui stabilizator parametric de tensiune sînt: U_n (şi I_n), α şi β. În cele ce urmează va trebui să se elimine din condiţiile de tensiune pentru U_{BL} şi U_{Bl} mărimile U_{BM} şi U_{Bm}, exprimîndu-le în funcţie de U_n, α şi β. În acest scop se va combina pe rînd condiţia (5) cu trei relaţii diferite care asigură respectarea condiţiilor (6a) şi (6b), obţinînd expresiile lui K şi U_{Sn}. Se vor examina două cazuri, cel în care $\alpha = \beta = a$ şi cazul $\alpha \neq \beta$.

I. Variaţiile tensiunii de alimentare de o parte şi alta a valorii nominale sînt egale, $\alpha = \beta = a$

Din definiţia lui a şi ţinînd seamă de relaţia (3) rezultă:

$$U_{BM} - U_{Bm} = 2aU_{Sn}$$

şi înlocuind în relaţia (4):

$$K = \frac{2aU_{Sn}}{U_{BL} - U_{Bl}}. \tag{7}$$

1. Se alege condiţia (6a) la limită, ceea ce asigură împreună cu condiţia (5) satisfacerea automată a condiţiei (6b):

$$U_{Bm} = U_{Bl}, \tag{8}$$

astfel că în regimul minim baretorul va lucra la limita inferioară de baretare. Din ecuaţia a II-a a lui Kirchhoff pentru regimul minim:

$$U_{Sm} = U_{Bm} + U_n,$$

relaţia (8) şi definiţia lui a se obţine uşor:

$$U_{Sn} = \frac{U_n + U_{Bl}}{1 - a}. \tag{9}$$

Relaţia (7) devine:

$$K_l = \frac{2a}{1 - a} u, \tag{10}$$

unde:

$$u = \frac{U_n + U_{Bl}}{U_{BL} - U_{Bl}}, \tag{11}$$

iar K_l înseamnă coeficientul K determinat în condiţiile relaţiei (8).

Dacă se ia valoarea uzuală $a = 0{,}1$:

$$K_l = 0{,}22\, u \tag{12}$$

şi condiţia (5) ia forma:

$$u \leqslant 4{,}5. \tag{12'}$$

2. Se alege condiţia (6b) la limită, ceea ce asigură împreună cu condiţia (5) satisfacerea automată a condiţiei (6a):

$$U_{BM} = U_{BL}. \tag{13}$$

astfel că în regimul maxim baretorul va lucra la limita superioară de baretare. Din legea a II-a a lui Kirchhoff pentru regimul maxim se obţine, procedînd ca mai sus:

$$U_{Sn} = \frac{U_n + U_{BL}}{1 + a} \tag{14}$$

şi:

$$K_L = \frac{2a}{1 + a}(1 + u), \tag{15}$$

unde u este dat de relaţia (11), iar K_L înseamnă coeficientul de acoperire determinat în condiţiile relaţiei (13).

Pentru valoarea uzuală $a = 0{,}1$:

$$K_L = 0{,}18\ (1 + u), \tag{16}$$

respectiv:

$$u \leqslant 4{,}5. \tag{16'}$$

3. Se alege situaţia intermediară între precedentele două:

$$U_{Bn} = \frac{U_{BL} + U_{Bl}}{2}, \tag{17}$$

astfel că în regimul nominal baretorul va lucra la mijlocul domeniului de baretare. Rezultă direct:

$$U_{Sn} = \frac{U_{BL} + U_{Bl}}{2} + U_n \tag{18}$$

şi apoi:

$$K_{in} = a\ (1 + 2u), \tag{19}$$

unde K_{in} înseamnă coeficientul de acoperire determinat în condiţiile relaţiei (17).

Pentru valoarea uzuală $a = 0{,}1$:

$$K_{in} = 0{,}1 + 0{,}2\, u \tag{20}$$

şi:

$$u \leqslant 4{,}5. \tag{20}$$

Se poate verifica uşor faptul că pentru:

$$u = \frac{1 - a}{2a} \tag{21}$$

toţi cei trei coeficienţi obţinuţi, K_l, K_L şi K_{in}, iau simultan valoarea 1. Aceasta se explică prin aceea că, în cazul unui coeficient de acoperire unitar, relaţiile (8), (13) şi (17), care imprimă specificul celor trei variante, sînt simultan adevărate. Ca urmare, pentru verificarea condiţiei de tensiune (5), $K \leqslant 1$, se poate folosi după dorinţă oricare din expresiile (10), (15) sau (19). (Aceasta se vede mai clar din relaţiile (12'), (16') şi (20') care sînt identice.) Calculînd apoi (dacă s-a găsit un baretor care satisface condiţia $K \leqslant 1$) tensiunea U_{Sn} cu oricare din-

tre relaţiile (9), (14) sau (18), se asigură şi respectarea condiţiei a II-a şi a III-a de tensiune, (6a) sau (6b), deoarece un baretor dat poate sau să fie utilizat în oricare dintre aceste trei variante sau în nici una (cei trei coeficienţi K trecînd simultan prin valoarea 1).

Pentru cazul în care K este sensibil mai mic decît unitatea, valorile U_{Sn} diferă sensibil pentru cele trei variante. Se pot stabili uşor, comparînd cele trei variante, următoarele pentru U_n dat şi baretor ales (deci R_i dat).

Varianta 1 duce la valoarea U_{Sn} minimă şi asigură deci randamentul maxim, coeficientul de stabilizare maxim [3], şi încălzirea minimă (viaţa maximă) a baretorului, fiind aşadar varianta cea mai economică şi cu performanţele cele mai ridicate. Ea are un singur dezavantaj şi anume că la orice depăşire în jos a variaţiei a admise, baretorul nu mai stabilizează. Ca urmare se recomandă folosirea relaţiei (9) în toate cazurile afară de cel în care probabilitatea unei astfel de depăşiri este mare, cînd se va utiliza relaţia (14) sau chiar (18).

II. Variaţiile tensiunii de alimentare de o parte şi alta a valorii nominale sînt diferite, $\alpha \neq \beta$

Folosind definiţiile lui α şi β, relaţia (3) şi definiţia coeficientului de acoperire (4), se obţine uşor:

$$K = \frac{(\alpha+\beta)\, U_{Sn}}{U_{BL} - U_{Bl}}. \tag{22}$$

1. Varianta bazată pe relaţia (8) duce în acest caz la:

$$U_{Sn} = \frac{U_n + U_{Bl}}{1-\alpha} \tag{23}$$

şi:

$$K_i = \frac{\alpha+\beta}{1-\alpha}\, u. \tag{24}$$

Dacă se înlocuiesc valorile uzuale $\alpha = 0{,}15$ şi $\beta = 0{,}05$:

$$K_i = 0{,}235\, u, \tag{25}$$

respectiv:

$$u \leqslant 4{,}25. \tag{25'}$$

2. Varianta bazată pe relaţia (13) duce la:

$$U_{Sn} = \frac{U_n + U_{BL}}{1+\beta} \tag{26}$$

şi:

$$K_L = \frac{\alpha+\beta}{1+\beta}(1+u). \tag{27}$$

Pentru valorile $\alpha = 0{,}15$ şi $\beta = 0{,}05$:

$$K_L = 0{,}19\,(1+u), \tag{28}$$

respectiv:

$$u \leqslant 4{,}25. \tag{28'}$$

3. Pentru a alege situaţia intermediară între precedentele două se ia:

$$\frac{U_{BL} - U_{Bn}}{U_{Bn} - U_{Bl}} = \frac{U_{SM} - U_{Sn}}{U_{Sn} - U_{Sm}} = \frac{\beta}{\alpha}. \tag{29}$$

Folosind egalitatea dintre prima şi ultima fracţie din relaţia (29) şi relaţia (2), scrisă pentru regimul nominal, se obţine:

$$U_{Sn} = \frac{\alpha U_{BL} + \beta U_{Bl}}{\alpha+\beta} + U_n. \tag{30}$$

Relaţia (22) devine:

$$K_{in} = \alpha\left(1 + \frac{\alpha+\beta}{\alpha}\, u\right). \tag{31}$$

Valorile numerice $\alpha = 0{,}15$ şi $\beta = 0{,}05$ dau:

$$K_{in} = 0{,}15\,(1 + 1{,}33\, u) \tag{32}$$

şi:

$$u \leqslant 4{,}25. \tag{32'}$$

Proprietăţile menţionate la cazul I se menţin şi pentru cazul II, iar varianta 1 (calculul U_{Sn} cu relaţia (23)) este şi aici cea mai economică şi cu performanţele cele mai bune.

Exemplu numeric

Se cere stabilizarea curentului de încălzire a filamentelor unui tub electronic în condiţiile variaţiei tensiunii de reţea cu $+5\%$ şi -15%. Date iniţiale: $U_n = 6{,}3$ V, $I_n = 0{,}6$ A, $\alpha = 0{,}15$, $\beta = 0{,}05$.

Se verifică dacă se poate folosi baretorul de fabricaţie sovietică 0,85 Б 5,5—12, avînd $U_{Bl} = 5{,}5$ V şi $U_{BL} = 12$ V; $R_i = 160\ \Omega$.

Se obţine $u = 1{,}8 \leqslant 4{,}25$.

1. Relaţia (23) dă $U_{Sn} = 14$ V, iar coeficientul de stabilizare $\varkappa$ rezultă [3]:

$$\varkappa = \frac{R_i + R}{R_0 + R} = 8{,}62,$$

unde R_0 este rezistenţa în curent continuu a baretorului în punctul de funcţionare corespunzător regimului nominal.

2. Relaţia (26) dă $U_{Sn} = 17{,}4$ V, iar $\varkappa = 7{,}33$.

3. Relaţia (30) dă $U_{Sn} = 16{,}7$ V, iar $\varkappa = 7{,}56$.

Îmbunătăţirea lui $\varkappa$ în varianta 1, faţă de varianta clasică 3, este de 14%, iar faţă de varianta 2 de 17,6%. Ţinînd seamă că randamentul este:

$$\eta = \frac{U_n}{U_{Sn}},$$

se obţine în cazul 1—45%, 2—36% şi 3—38%.

Notaţii

U_S — tensiunea sursei de alimentare;
U — tensiunea pe sarcină;
U_B — căderea de tensiune pe baretor. Se adaugă indicii:

n — pentru valorile regimului nominal;
M — pentru valorile regimului maxim;
m — pentru valorile regimului minim;

U_{BL} — tensiunea limită superioară de baretare dată în catalog;
U_{Bl} — tensiunea limită inferioară de baretare dată în catalog;

$\alpha = \frac{U_{Sn} - U_{Sm}}{U_{Sn}}$, $\beta = \frac{U_{SM} - U_{Sn}}{U_{Sn}}$ — variaţiile raportate ale tensiunii sursei de alimentare;

a — variaţia raportată a tensiunii sursei de alimentare pentru cazul $\alpha = \beta$ $(0 \leqslant a \leqslant 1)$;

$$u = \frac{U_n + U_{Bl}}{U_{BL} - U_{Bl}};$$

K — coeficientul de acoperire al domeniului de baretare;
R — rezistenţa sarcinii;
R_0 — rezistenţa baretorului în curent continuu;
R_i — rezistenţa diferenţială a baretorului.

BIBLIOGRAFIE

[1] Mazel, C. B. *Redresori şi stabilizatori de tensiune.* Bucureşti, Ed. energetică de stat, 1953.
[2] Petrov, V. V. şi Piontkovski, B. A. *Stabilizatoare de tensiune şi curent.* Bucureşti, Ed. energetică de stat, 1955.
[3] Bonci—Bruevici, A. M. *Folosirea tuburilor electronice în fizica experimentală.* Bucureşti, Ed. tehnică, 1958.

Dr. ing. D. N. POENARU

Capacitatea dinamică de intrare a preamplificatoarelor sensibile la sarcină

În spectrometria nucleară se utilizează în mod curent detectoare cu semiconductoare, care prezintă o impedanţă capacitivă la frecvenţele de lucru. Deoarece capacitatea detectoarelor variază cu tensiunea aplicată la un dispozitiv dat şi este diferită de la un dispozitiv la altul, preamplificatorul utilizat este de tip sensibil la sarcină [1]. Acest preamplificator prezintă la intrare o capacitate dinamică C_{din} suficient de mare faţă de capacitatea maximă a detectorului, astfel că amplitudinea impulsului de tensiune la ieşire pentru un impuls de sarcină dat la intrare (deci o energie bine determinată a particulei detectate) nu variază sensibil cu capacitatea detectorului.

Realizarea unei capacităţi mari de intrare, păstrînd totodată zgomot redus, este posibilă utilizînd reacţia negativă (fig. 1, *a*). Dacă

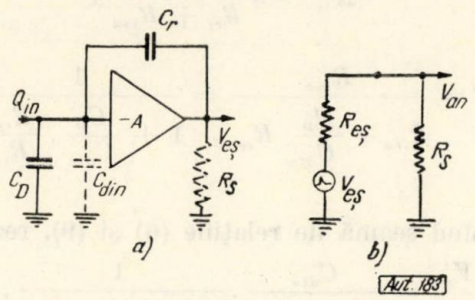


Fig. 1. Schema de principiu a unui preamplificator sensibil la sarcină (*a*), rezistenţa sa de ieşire şi rezistenţa de sarcină (*b*).

aceasta se combină şi cu o reacţie pozitivă [2], se poate obţine o compensare aproape perfectă a variaţiei amplitudinii impulsurilor de ieşire $V_{eş}$ cu capacitatea conectată la intrare C_D.

Dacă, însă, capacitatea dinamică a preamplificatorului este comparabilă cu capacitatea detectorului C_D, se poate utiliza curba de etalonare a unui preamplificator $V_{eş}$ (C_D) ridicată o dată pentru totdeauna la măsurarea capacităţii detectorului. Procedeul de măsurare este simplu [1] şi se realizează cu aparatura standard de spectrometrie nucleară existentă în laborator. De menţionat că altfel măsurarea capacităţii detectorului este o problemă dificilă deoarece acesta trebuie alimentat în curent continuu la o tensiune de sute sau mii de volţi, iar semnalul de *RF* utilizat pentru măsurare trebuie să fie suficient de mic (de ordinul milivolţilor) pentru că C_D este o capacitate diferenţială.

Aşadar, spre deosebire de cerinţa $C_{din} \gg C_D$ impusă de necesitatea independenţei $V_{eş}$ de variaţia C_D în regim spectrometric de lucru, în cazul măsurării unei capacităţi C_D este necesar ca C_{din} să fie comparabilă cu C_D pentru ca să se obţină o variaţie importantă a $V_{eş}$ cu C_D sau, cu alte cuvinte, sensibilitatea metodei de măsurare să fie bună. În această lucrare se arată că, montînd o rezistenţă de valoare convenabil aleasă la ieşirea preamplificatorului sensibil la sarcină (fig. 1, *b*), poate fi îmbunătăţită substanţial sensibilitatea metodei de măsurare a C_D. Totodată se atrage atenţia celor care utilizează preamplificatoare sensibile la sarcină că, în lipsa unui etaj separator (repetor catodic) între preamplificator şi un alt aparat electronic conectat în cascadă cu acesta (de exemplu analizor de amplitudini

multicanal), care are de obicei impedanţă de intrare relativ mică (~1 kΩ), se obţine o caracteristică $V_{eş}$ (C_D) de forma curbei *c* din figura 2, evident mai dezavantajoasă decît cea din *b*, întrucît, crescînd C_D, rezistenţa de ieşire $R_{eş}$ creşte.

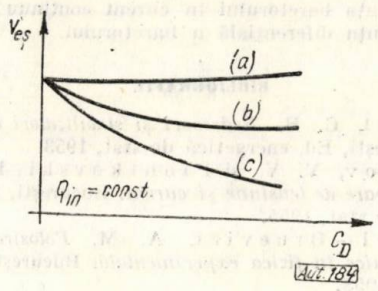


Fig. 2. Variaţia amplitudinii impulsurilor la ieşire cu capacitatea conectată la intrarea preamplificatorului sensibil la sarcină:
a — caz ideal; *b* — $R_s = \infty$; *c* — R_s — finit.

De asemenea calculele prezentate în această lucrare şi verificarea lor experimentală constituie o verificare a teoriei cascodei cu sarcină bootstrap [3].

1. Influenţa reacţiei negative şi a rezistenţei de sarcină asupra caracteristicilor preamplificatorului

Dacă se consideră că reacţia negativă este pur capacitivă, aşa cum s-a prezentat schematic în figura 1, *a*, atunci coeficientul de reacţie negativă în tensiune este:

$$\beta = \frac{C_r}{C_r + C_D} \simeq \frac{C_r}{C_D}, \qquad (1)$$

deoarece de obicei $C_D \gg C_r$. Relaţia este justificată chiar şi la valori finite ale rezistenţei R_D, cu atît mai mult cu cît interesează răspunsul la impulsuri cu front rapid. Factorul de reacţie:

$$F = 1 + A_o\beta = 1 + \frac{A_o C_r}{C_D} \simeq \frac{C_{din}}{C_D}, \qquad (2)$$

unde $A_o C_r = C_{din}$ este capacitatea dinamică de intrare a preamplificatorului sensibil la sarcină, iar A_o — amplificarea etajului. Se observă că factorul de reacţie scade o dată cu creşterea capacităţii detectorului C_D (de fapt în C_D este înglobată şi capacitatea de intrare a preamplificatorului fără reacţie). În aceeaşi proporţie se va modifica şi timpul de creştere al caracteristicii tranzitorii:

$$t_c = \frac{t_{co}}{F} \simeq C_D \frac{t_{co}}{C_{din}}, \qquad (3)$$

unde t_{co} este timpul de creştere al caracteristicii tranzitorii a amplificatorului fără reacţie (aşa cum se poate calcula din relaţiile date în [3] pentru preamplificatoare cu tuburi şi [4] pentru cele cu transistoare).

În cazul preamplificatorului sensibil la sarcină, care face conversia impuls de sarcină electrică — impuls de tensiune, nu interesează amplificarea de tensiune ci sensibilitatea A_q dată [1] de relaţia:

$$A_q = \frac{V_{eş}}{Q_{in}} = \frac{A_o}{C_D + (1 + A_0) C_r}. \qquad (4)$$

Pentru $C_D = 0$ şi $A_o \gg 1$ rezultă:

$$V_{eş\,o} = \frac{Q_{in}}{C_r}, \qquad (5)$$

deci:

$$\frac{V_{eş}}{V_{eşo}} = \frac{A_o C_r}{C_D + A_o C_r} = \frac{C_{din}}{C_D + C_{din}}. \qquad (6)$$

Pentru o capacitate dinamică dată bine cunoscută se obţine o anumită curbă $V_{eş}$ (C_D) / $V_{eşo}$. O dată ridicată această curbă pentru un preamplificator dat, ea poate fi utilizată foarte comod la măsurarea capacităţii unor detectoare cu semiconductoare. Pentru aceasta, detectorul se conectează la intrarea preamplificatorului şi se ridică, la analizorul de amplitudini multicanal, un spectru de amplitudini dat de un generator de impulsuri cu amplitudine stabilă. Fără a modifica amplitudinea impulsurilor date de generator, se ridică apoi acelaşi spectru cu intrarea preamplificatorului în gol. Raportul poziţiei celor două piscuri dă raportul $V_{eş}/V_{eş\,o}$ şi, din graficul $V_{eş}$ $(C_D)/V_{eş\,o}$, rezultă C_D.

Pentru a mări sensibilitatea metodei se poate utiliza şi faptul că impedanţa de ieşire a preamplificatorului cu reacţie variază o dată cu C_D. Într-adevăr:

$$R_{eş} = \frac{R_{eş\,o}}{F} = C_D \frac{R_{eş\,o}}{C_{din}}. \qquad (7)$$

Dacă analizorul de amplitudini are o impedanţă de intrare $R_{ina} \equiv R_s$, se observă, examinînd figura 1, *b*, că tensiunea la intrarea sa este legată de tensiunea $V_{eş}$ prin relaţia:

$$V_{an} = V_{eş} \frac{R_{ina}}{R_{eş} + R_{ina}}, \qquad (8)$$

deci:

$$\frac{V_{an}}{V_{eş}} = \frac{R_{ina}}{R_{ina} + \frac{C_D}{C_{din}} R_{eş\,o}} = \frac{1}{1 + \frac{C_D}{C_{din}} \cdot \frac{R_{eş\,o}}{R_{ina}}}. \qquad (9)$$

Ţinînd seamă de relaţiile (6) şi (9), rezultă:

$$\frac{V_{an}}{V_{ano}} = \frac{C_{din}}{C_D + C_{din}} \cdot \frac{1}{1 + \frac{C_D}{C_{din}} \cdot \frac{R_{eş\,o}}{R_{ina}}}, \qquad (10)$$

din care se observă că scăderea V_{an} cu C_D este cu atît mai accentuată cu cît raportul $\frac{R_{eş\,o}}{R_{ina}}$ este mai mare şi C_{din} are o valoare mai mică.

De obicei nu interesează accentuarea acestei scăderi şi între analizor şi preamplificator se interpune un amplificator de tensiune sau repetor catodic care au o impedanţă de ieşire independentă de C_D, astfel că în relaţia (10) se poate considera $R_{ina} = \infty$.

2. Exemple de calcul

Pentru o cascodă cu sarcină bootstrap, utilizată ca preamplificator sensibil la sarcină într-un spectrometru de particule încărcate grele [5], a cărei schemă de principiu este dată în figura 3, se exemplifică relaţiile de calcul din [3] completate cu cele din paragraful precedent.

Tubul T_1 este 6C3 Π în punctul static de funcţionare cu $i_{a1} = 5{,}8$ mA; $U_{a1} = 88$ V; $U_{g1} = -1$ V. Tubul T_2 este $\frac{1}{2}$ E88CC avînd $i_{a2} = 5{,}8$ mA; $U_{a2} = 75$ V; $U_{g2} = 1{,}8$ V, iar T_3 este $\frac{1}{2}$ E88CC cu $i_{a3} = 11{,}3$ mA; $U_{a3} = 60$ V; $U_{i3} = -0{,}7$ V.

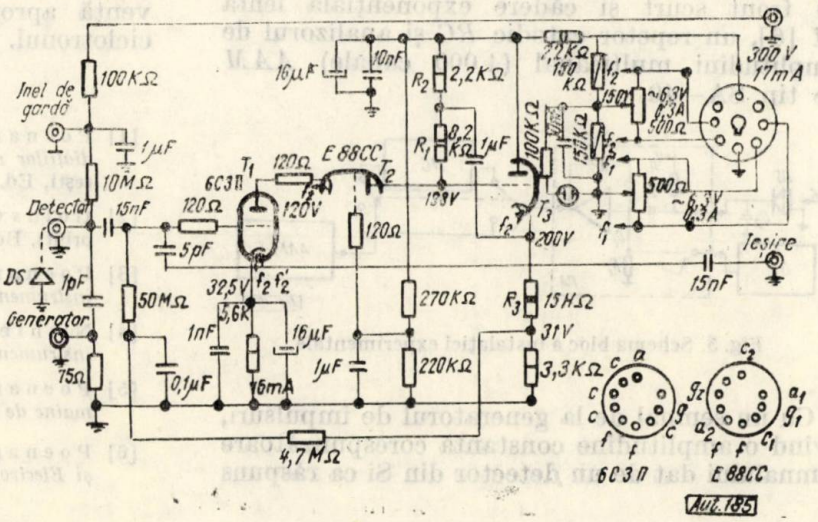


Fig. 3. Schema de principiu a preamplificatorului sensibil la sarcină cu cascodă bootstrap.

Parametrii tuburilor în aceste puncte de funcţionare sînt: $\mu_1 = 50$; $\mu_2 = 32$; $\mu_3 = 33$; $R_{i1} = 5$ kΩ; $R_{i2} = 3{,}6$ kΩ; $R_{i3} = 2{,}7$ kΩ; $S_1 = 10$ mA/V; $S_2 = 9$ mA/V; $S_3 = 12$ mA/V.

Valorile rezistenţelor sînt: $R_1 = 8{,}2$ kΩ; $R_2 = 2{,}2$ kΩ şi $R_3 = 18{,}3$ kΩ, deci $R = R_3 \parallel R_2 = 2$ kΩ.

Amplificarea A_0 şi rezistenţa de ieşire fără reacţie $R_{eş\,o}$ se calculează cu relaţiile din [3]:

$$A_0 = \frac{\mu_1 (\mu_2 + 1)(\mu_3 R_1 + R_{i3})}{(\mu_2 + 1) R_{i1} + (\mu_3 + 1) R_1 + R_{i2} + R_{i3} + \frac{R_{i3}}{R}[(\mu 2 + 1) R_{i1} + R_{i2} + R_1]}, \quad (11)$$

$$R_{eş\,o} = \frac{R_{i3}[(\mu_2 + 1) R_{i1} + R_{i2} + R_1]}{(\mu_2 + 1) R_{i1} + (\mu_3 + 1) R_1 + R_{i2} + R_{i3} + \frac{R_{i3}}{R}[(\mu_2 + 1) R_{i1} + R_{i2} + R_1]}, \quad (12)$$

cu care se obţine un cîştig pe buclă $A_0 \simeq 600$ şi o impedanţă de ieşire fără reacţie $R_{eş\,o} = 700$ Ω.

Pentru $C_r = 5$ pF, capacitatea dinamică va fi $C_{din} = 3\,000$ pF. Rezistenţa de ieşire a preamplificatorului cu reacţie va fi $R_{eş} = 5{,}8$ Ω pentru $C_D = 25$ pF şi $R_{eş} = 51$ Ω pentru $C_D = 220$ pF.

Variaţia relativă a tensiunii la ieşirea preamplificatorului (în gol) cu capacitatea de intrare este dată de:

$$\frac{V_{eş}}{V_{eş\,o}} = \frac{C_{din}}{C_D + C_{din}} = \frac{3\,000}{C_D + 3\,000}, \quad (13)$$

iar dacă preamplificatorul se conectează la intrarea unui analizor de amplitudini cu impedanţa de intrare 1 kΩ:

$$\frac{V_{an}}{V_{an\,o}} = \frac{3\,000}{C_D + 3\,000} \cdot \frac{1}{1 + \frac{700}{1\,000} \cdot \frac{C_D}{3\,000}}. \quad (14)$$

Cu ajutorul relaţiilor (13) şi (14) s-au calculat curbele date în figura 4.

Pe aceeaşi figură sînt date pentru comparaţie şi rezultatele obţinute pe cale experimentală. Se observă o bună concordanţă cu teoria.

3. Rezultate experimentale

Utilizînd un montaj a cărui schemă bloc este dată în figura 5, s-au obţinut rezultatele experimentale prezentate în figura 4. S-au

utilizat următoarele aparate: preamplificator sensibil la sarcină *PA* [5] a cărui schemă a fost dată în figura 3, generator de impulsuri

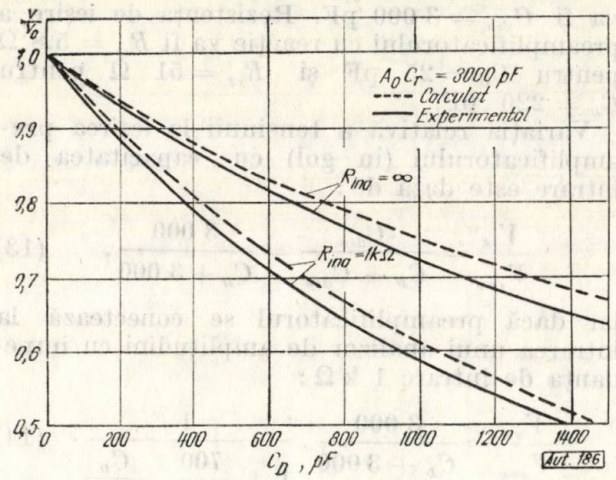


Fig. 4. Variaţia amplitudinii impulsului de tensiune la ieşirea unui preamplificator sensibil la sarcină, în funcţie de capacitatea detectorului.

cu front scurt şi cădere exponenţială lentă *GI* [6], un repetor catodic *RC* şi analizorul de amplitudini multicanal (4 000 canale) *AAM* de tip SA—40.

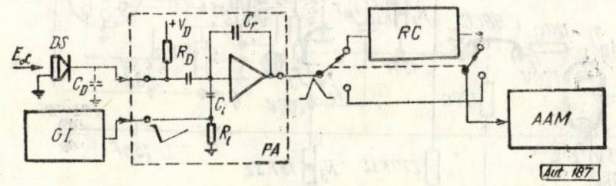


Fig. 5. Schema bloc a instalaţiei experimentale.

Cu un semnal de la generatorul de impulsuri, avînd o amplitudine constantă corespunzătoare semnalului dat de un detector din Si ca răspuns la particule alfa de 5 MeV, s-a înregistrat pe analizor deplasarea piscului obţinută montînd capacităţi etalon C_D de diverse valori la intrare. În graficul din figura 5, rezultatele sînt prezentate sub formă normată. Curba notată cu $R_{ina} = \infty$ corespunde înglobării în lanţul spectrometric a repetorului catodic *RC*. În această situaţie, impedanţa de intrare finită a analizorului nu mai modifică valoarea rezistenţei de ieşire a preamplificatorului sensibil la sarcină. Ea continuă să varieze o dată cu variaţia C_D, dar repetorul catodic avînd o rezistenţă de intrare mult mai mare, efectul acestei variaţii poate fi neglijat.

Graficele de forma celor din figura 4 pot fi uşor ridicate o dată pentru totdeauna pentru un preamplificator dat şi apoi utilizate pentru măsurarea capacităţii detectoarelor. Se pot măsura şi alte capacităţi care au rezistenţa derivaţie de pierderi mare, dar în toate cazurile este bine ca aceste capacităţi să fie ecranate deoarece impedanţa de intrare a preamplificatorului este mare şi astfel sînt uşor captate semnale parazite provenind în special din reţea sau de la o sursă intensă de radiofrecvenţă apropiată, cum este în cazul nostru ciclotronul.

BIBLIOGRAFIE

[1] Poenaru, D. N. şi Vîlcov, N. *Măsurarea radiaţiilor nucleare cu dispozitive semiconductoare.* Bucureşti, Ed. Academiei R.S.R., 1967.

[2] Goldsworthy, W. W. În: *UCRL—17403* (preprint), Berkeley, 1967.

[3] Poenaru, D. N. şi Vîlcov, N. În: *Nuclear instruments and methods* 36, nr. 1, 1965, p. 52.

[4] Nishihara, H. şi Takeda, S. În: *Nuclear instruments and methods* 54, nr. 1, 1967, p. 42.

[5] Poenaru, D. N. şi Vîlcov, N. În: *Revue roumaine de physique* 12, nr. 2, 1967, p. 243.

[6] Poenaru, D. N. şi Vîlcov, N. În: *Automatica şi Electronica* 9, nr. 5, 1965, p. 228.

Dr. ing. I. BABUŢIA şi dr. ing. B. OPRENDECK

Aspecte ale utilizării calculatoarelor numerice în problemele controlului calităţii motoarelor asincrone

Calculatoarele numerice pătrund impetuos în practica industrială. Literatura tehnică relevă în acest sens folosirea lor mai ales în domeniile proiectării, evidenţei şi planificării. În schimb, foarte puţine date au apărut în privinţa folosirii calculatoarelor în problemele de control tehnic.

În cele ce urmează se vor prezenta aplicaţii ale calculatoarelor numerice în problemele controlului calităţii maşinilor asincrone, rezultatele obţinute, precum şi unele perspective de viitor.

1. Probleme ale controlului tehnic la maşinile asincrone

În cadrul procesului de fabricaţie a motoarelor asincrone, ca şi în general, controlul tehnic apare atît sub forma interoperativă, cît şi sub forma controlului tehnic final. Ţinînd seamă că motoarele asincrone se fabrică în loturi deosebit de mari, o serie de standarde arată obligativitatea controlului statistic şi metodele de urmărire statistică a datelor măsurate [1], [2]. Obligativitatea controlului statistic este motivată prin eficienţa sa tehnico-economică deosebit de mare [3], [4].

În cadrul controlului final apar două probleme:

— selectarea individuală a motoarelor bune din lotul de fabricaţie;

— analiza statistică sintetică a loturilor fabricate.

Din punct de vedere matematic, controlul final apare ca un proces stohastic unde, pe baza unor mărimi cunoscute, se cere estimarea altor mărimi corelate statistic cu acestea. În esenţă deci, un control final ştiinţific va impune totdeauna calcule de corelaţii, care întrec cu mult posibilităţile normale ale unui serviciu de control tehnic. Ţinînd seamă de volumul mare de calcule necesare, folosirea unui calculator este nu numai oportună, ci este practic singura soluţie pentru garantarea unui control final ştiinţific, complex, precis şi corect, cu eficienţă tehnico-economică deosebit de ridicată.

2. Problemele concrete ale calculului caracteristicilor statistice pentru loturile de maşini asincrone

Folosirea unui calculator numeric permite efectuarea unor calcule deosebit de complete şi precise, nepunîndu-se practic probleme de limitare a volumului de calcule. Înainte de a trece la calcule statistice propriu-zise apare necesitatea determinării unor mărimi derivate y_i din cele măsurate x_{ik}, de tipul:

$$y_i = f(x_{i1}, x_{i2}, x_{i3}, \ldots, x_{i6}). \tag{1}$$

Calculul valorilor reprezentative şi al abaterii medii pătratice. Valoarea reprezentativă, în cazul normal al unei repartiţii gaussiene, rezultă egală cu media valorilor:

$$\overline{y}' = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^{n} y_i. \tag{2}$$

În aceeaşi ipoteză, abaterea medie pătratică rezultă din:

$$\sigma_y' = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^{n} (\overline{y}' - y_i)^2}{n-1}}. \tag{3}$$

Pentru evitarea eronării calculelor, din cauza motoarelor cu defecte grosolane de fabricaţie, se exclud din calcule maşinile ce au o probabilitate P de a aparţine lotului mai mică decît 0,0015, adică:

$$P < 0{,}0015, \tag{4}$$

ceea ce revine la menţinerea doar a maşinilor ce au:

$$\overline{y} - 3\sigma_y < y_i < \overline{y} + \sigma_y, \tag{5}$$

şi apoi se calculează media y şi dispersia σ_y, corectate după formulele (2) şi (3).

Eroarea de calcul a mediei la o semnificaţie de $S = 0{,}85$ rezultă din:

$$\Delta m\% = \frac{\sigma_y}{\overline{y}\sqrt{n}} 100\%. \tag{6}$$

Împrăştierea procentuală a lotului rezultă din:

$$v_y = \frac{2\sigma_y}{\overline{y}} 100\%, \tag{7}$$

iar probabilitatea cu care o parte a lotului se încadrează între două limite y_i şi y_s rezultă din:

$$P(y_i < y < y_s) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{z_i}^{z_s} e^{-\frac{z^2}{2}} \cdot dz, \tag{8}$$

unde:

$$z_i = \frac{\overline{y} - y_i}{\sigma_y};$$

$$z_s = \frac{\overline{y} - y_s}{\sigma_y}.$$

În scopuri practice se calculează doar z, funcţia P fiind dată în tabele [3], [4].

Calcule de corelaţii. Controlul de serie la maşinile asincrone reprezintă un caz tipic de control indirect unde, măsurîndu-se unele mărimi, trebuie evaluate altele.

Expresia gradului de corelaţie dintre n valori perechi y_i şi x_i rezultă [3], în ipoteza unei corelaţii liniare, din :

$$r = \frac{\sum_{i=1}^{n} (\overline{y} - y_i)(\overline{x} - x_i)}{\sqrt{\sum_{i=1}^{n} (\overline{y} - y_i)^2 \cdot \sum_{i=1}^{n} (\overline{x} - x_i)^2}}. \quad (9)$$

Întrucît şi aici maşinile cu defecte grosolane ar putea erona substanţial rezultatul, se elimină maşinile care au o probabilitate de a aparţine lotului bidimensional mai mică decît 0,15%, condiţie ce revine [7] la :

$$F(y,x) = \left(\frac{\overline{y} - y}{\sigma_y}\right)^2 + \left(\frac{\overline{x} - x}{\sigma_x}\right)^2 - 2r\frac{(\overline{y} - y)(\overline{x} - x)}{\sigma_y \cdot \sigma_x} - 4(1 - r^2) < 0. \quad (10)$$

Eliminînd maşinile care au $F(y, x) > 0$, se reface calculul corelaţiei după (9).

Avînd aceste date, se pot estima valorile parametrului y funcţie de x. Valoarea cea mai probabilă a lui y, pentru un x dat, rezultă din ecuaţia dreptei de regresie :

$$y = \overline{y} + r\frac{\sigma_y}{\sigma_x}(x - \overline{x}), \quad (11)$$

iar valorile extreme ale împrăştierii lui y, la un x dat, rezultă — la o cuprindere de 96% — din :

$$y_{s,i} = \overline{y} + r\frac{\sigma_y}{\sigma_x}(x - \overline{x}) \pm 2\sqrt{1 - r^2 \cdot \sigma_y}. \quad (12)$$

Se consideră că în felul acesta s-au rezolvat — sub aspectul general statistico-matematic — cu o precizie suficientă pentru tehnica industrială, problemele ce pot interveni în controlul tehnic de calitate al maşinilor asincrone.

Volumul de calcule necesare este însă extrem de mare. Rezolvarea eficientă a acestui aspect a fost posibilă numai prin folosirea unui calculator numeric.

Programe principale de lucru pentru calculatoarele numerice. Analizînd aspectele complexe ale controlului, rezultă că este necesară şi practic suficientă folosirea a două programe principale.

În cadrul programului I, calculatorul se programează [5] pentru analizarea statistică a probelor de tip ale maşinilor asincrone. La acestea se măsoară direct atît parametrii nominali p ($p = \theta, \eta, k_{I_p}, k_{M_p}, \cos\varphi$), cît şi datele controlului de serie x ($x = U_0, I_0, P_0, U_{sc}, P_{sc}$).

Calculatorul se programează în vederea rezolvării următoarelor probleme principale :

— calculul mediilor $\overline{x}$, $\overline{c}$ şi $\overline{p}$ şi al abaterilor medii pătratice σ_x, σ_c, σ_p (conform (2) şi (3)), pentru datele controlului de serie (x), pentru criterii (funcţii) formate din datele controlului de serie [7] şi pentru parametrii nominali (p);

— calculul corelaţiilor dintre parametrii nominali p şi criteriile c corespunzătoare (9);

— calculul pe baza dreptei de regresie al limitei de control a criteriului căreia, cu maximum de probabilitate, îi corespunde limita standardizată a parametrului (11).

Problema a fost programată pentru calculatorul electronic MECIPT—1. În ipoteza introducerii integrale a matricelor cu date iniţiale s-au putut face calculele pentru un lot de maximum 24 de maşini, ţinînd seamă că memoria calculatorului este formată dintr-un tambur magnetic cu 1 024 de adrese şi că ea conţine în permanenţă programele de introducere şi extragere. Calculatorul electronic a fost construit pentru a lucra în regim de virgulă fixă cu o viteză de 50 de operaţii pe secundă. Programarea problemei în acest regim nu este dificilă, dat fiind că datele de bază ale calculului nu suferă variaţii mari în cadrul aceleiaşi mărimi măsurate. Pentru aceasta se transformă iniţial matricea A, a datelor introduse, într-o matrice A', ale cărei elemente au proprietatea :

$$0 < A'_{i\xi} < 1,$$

sau dacă este posibil :

$$\frac{1}{10} \leqslant A'_{i\xi} \leqslant 1,$$

unde :

$$A'_{i\xi} = A_{i\xi} \cdot 10^{n\xi},$$

n fiind un număr întreg, în general negativ sau zero, iar ξ corespunzînd mărimilor de cauză ($\theta, \eta, k_{I_p}, k_{M_p}, \cos\varphi, I_0, P_0, I_{sc}, P_{sc}$).

În mod analog se transformă toate celelalte mărimi care apar în calcule ca şi, la nevoie, formulele de calcul, astfel încît nici un rezultat intermediar să nu devină supraunitar.

Pentru calculul mediei, al abaterii medii pătratice, cum şi pentru eliminarea valorilor accidentale, se recomandă folosirea unui subprogram astfel întocmit încît să se poată apela la el din diferite părţi ale programului principal.

Schema logică a subprogramului realizat de noi este dată în figura 1.

Scopul calculului efectuat de acest subprogram este ca dintr-o înşiruire de n mărimi, depuse la adrese succesive dinainte stabilite, să se determine o matrice linie :

$$P = [M_1\ M_2\ \sigma_1\ \sigma_2\ n\ n_1\ n_2\ n_3],$$

unde M_1 şi σ_1 sînt media şi eroarea medie pătratică ale mărimilor iniţiale, M_2 şi σ_2

— media şi eroarea medie pătratică ale mărimilor rămase după eliminarea datelor găsite accidentale, n_1 — numărul total al maşinilor care se încadrează în toleranţele admise, n_2 şi n_3 — numărul maşinilor eliminate deoarece

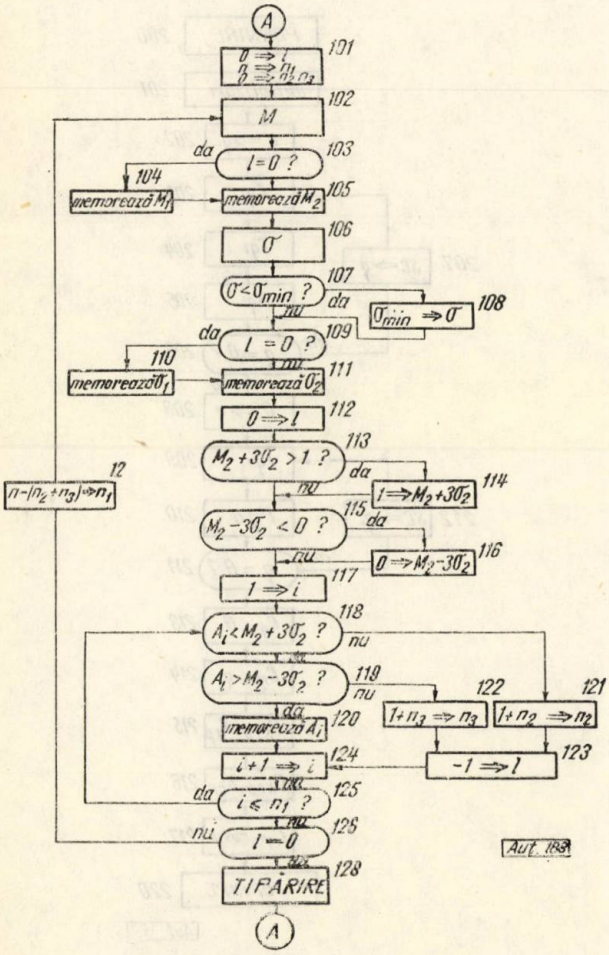


Fig. 1. Schema logică a programului I.

mărimea măsurată a fost găsită prea mare, respectiv prea mică. Mersul programului este dat în schemă. După iniţializări (blocul notat cu 101), se face calculul mediei aritmetice (102) şi al erorii medii pătratice (106) cu ajutorul unor subprograme ciclice, care efectuează n_1 cicluri. În funcţie de valoarea mărimii, de media şi eroarea medie pătratică se memorează în celulele rezervate pentru M_2 şi σ_2 sau şi în cele rezervate pentru M_1 şi σ_1 (103—105, 109—111). Dacă abaterea medie pătratică este mai mică decît o mărime σ_{min} dată, atunci se introduce în locul său valoarea σ_{min} (107—108). Această măsură este necesară pentru ca să nu fie eliminate maşini ale căror mărimi măsurate diferă de valoarea medie cu valori comparabile cu eroarea de măsurare sau eroarea de calcul.

Se trece apoi la verificarea mărimilor după criteriul $M_\xi - 3\sigma_\xi \leqslant A_{i\xi} \leqslant M_\xi + 3\sigma_\xi$. Calculînd mărimile $M \pm 3\sigma$ trebuie să se aibă în vedere ca ele să nu ducă la depăşirea capacităţii registrului (114, 116).

Mărimile supuse controlului sînt încercate succesiv dacă nu depăşesc cele două limite stabilite, reţinîndu-se doar mărimile corespunzătoare (120). Se obţine astfel o nouă matrice, mai mică sau egală cu cea iniţială. În cazul că au fost mărimi eliminate, valoarea 1 este negativă (123), deci subprogramul va fi reluat (126), controlul efectuîndu-se asupra unui lot redus de maşini (127). Se obţine astfel o nouă medie şi dispersie (M_2, σ_2) etc. Calculul continuă ciclic pînă în momentul cînd se obţine un lot de maşini din care nu s-a eliminat nici una, ţinînd seamă de media şi dispersia lotului respectiv. În acest caz, calculul subprogramului se consideră terminat şi se poate trece la tipărirea rezultatelor (a matricei P cu sau fără matricea datelor iniţiale) şi la revenirea la programul principal (R).

Alături de acest subprogram este bine să se exprime, tot sub forma unui subprogram evident mai simplu, calculul funcţiilor (1), (11), al coeficienţilor de corelaţie (9) etc.

Calculul propriu-zis este condus de un program principal, care introduce succesiv coloanele matricei A' în celulele cu care operează subprogramul din figura 1, reţine caracteristicile statistice, trece la calculul mărimilor, conform (6)—(8), al coeficienţilor de corelaţie şi al mărimilor y, conform (11). De asemenea, programul principal stabileşte forma sub care apar tipărite rezultatele calculului. În cazul că apelul la subprograme se face într-o formă comodă (de exemplu, instrucţia de transfer cu revenire la MECIPT—1), se poate considera programul principal ca un program liniar.

În cadrul programului II [6], calculatorul a fost programat în vederea analizei statistice a probelor de serie. La acestea se măsoară direct şase valori (U_0, I_0, P_0, U_{sc}, I_{sc}, P_{sc}), în scopul estimării parametrilor nominali. În acest scop s-a prevăzut rezolvarea, cu ajutorul calculatorului, a următoarelor probleme principale :

extrăgîndu-se un eşantion din lotul fabricat se determină :

— valorile parametrilor fizici Z_0, r_0, X_0, Z_{sc}, r_{sc}, X_{sc};

— valorile criteriilor ;

avînd aceste date se calculează :

— mediile şi dispersiile pentru valorile măsurate, pentru parametrii fizici şi pentru criterii ;

cunoscînd elementele dreptei de regresie, se estimează, avînd media şi dispersia criteriilor :

— mediile şi dispersiile valorilor nominale ;

— rezervele interne la fiecare parametru.

În cadrul ambelor programe s-au luat mărimile amintite (5), (10) şi, în vederea creşterii preciziei, se calculează erorile, limitele de variaţii etc.

Programarea controlului statistic de serie al maşinilor asincrone a fost făcută pentru

calculatorul MECIPT—1 de la Institutul politehnic Timişoara.

Deoarece acest calculator are o memorie pe tambur magnetic cu 1 024 de adrese, s-a restrîns numărul de maşini dintr-un lot la 32. Utilizarea unui calculator cu o memorie mai mare ar permite mărirea substanţială a acestui număr.

Caracterul formulelor de calcul, dar în special domeniul restrîns în care se situează fiecare dintre datele rezultate din măsurări, permit programarea comodă a calculelor în virgulă fixă, utilizînd factori de scară adecvaţi, în aşa fel ca matricele A, B şi C să fie înlocuite prin matricele A', B', şi C', avînd numai elementele subunitare şi, dacă este posibil, cu prima cifră după virgulă diferită de zero. Bineînţeles de această corecţie trebuie să se ţină seamă la tipărire. La calculatorul MECIPT—1, care poate tipări fiecare număr cu virgula fixată în poziţia în care ea apare în mod obişnuit, folosind unităţile de măsură uzuale, aceasta a revenit la stabilirea formatelor respective de tipărire, la fiecare nou tip de mărime prelucrată.

Pentru calculul mediei M, al abaterii medii pătratice şi pentru eliminarea valorilor accidentale se recomandă folosirea unui subprogram de prelucrare statistică a datelor, care lucrează cu mărimile aflate în 32 celule de lucru stabilite dinainte, urmînd ca toate loturile de date care trebuie să fie prelucrate să fie transferate pe rînd în aceste celule.

Acest subprogram elimină valorile care se situează în afara intervalului $(M-3\sigma,\ M+3\sigma)$, rememorează în aceleaşi celule valorile rămase, repetînd operaţia pînă nu mai există valori eliminate. După aceasta se tipăresc media iniţială M_1, media valorilor rămase final M_2, abaterile medii pătratice respective σ_1 şi σ_2, precum şi patru numere întregi reprezentînd numărul iniţial de maşini rămase în intervalul $(M-3\sigma_2,\ M+3\sigma_2)$ şi numărul de maşini eliminate pentru că mărimea măsurată a fost prea mare, respectiv pentru că a fost prea mică.

În afară de aceasta, pe baza aceluiaşi subprogram, se calculează şi valoarea:

$$v\% = \frac{2\sigma_2}{M_2} \cdot 100\%, \qquad (13)$$

precum şi $M_2 - 2\sigma$ şi $M_2 + 2\sigma$, pe care calculatorul le tipăreşte în continuare.

Schema logică a părţii principale a acestui subprogram, precum şi unele precauţii care s-au luat la întocmirea lui, s-au expus detaliat în [5].

Apelul la subprogramul de prelucrare statistică a datelor se face ori de cîte ori un nou lot de numere a fost depus în celulele de lucru ale subprogramului. Acest apel poate fi executat comod dacă calculatorul dispune de o instrucţiune unică de salt cu revenire (instrucţiunea 35 la MECIPT—1).

Programul principal (fig. 2) începe prin iniţializări şi calculul unor constante utile în timpul întregului program, depinzînd de constantele introduse în memorie. Avînd în vedere asemănarea formulelor de calcul care utilizează

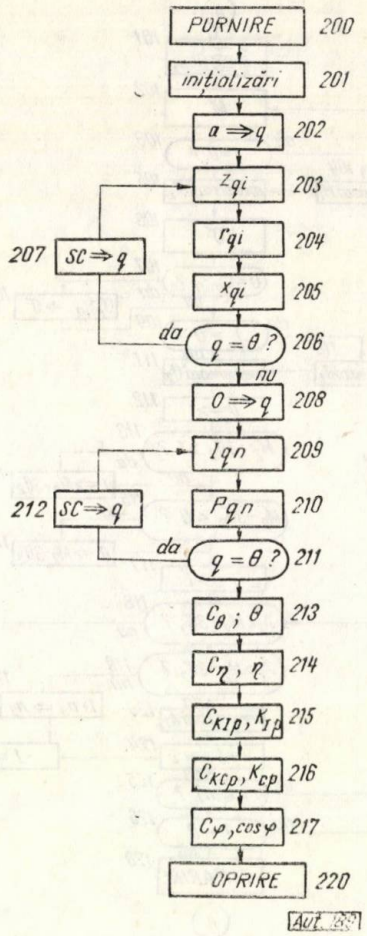


Fig. 2. Schema logică a programului principal II.

mărimile U_{0i}, I_{0i}, P_{0i}, pe de o parte, şi U_{sci}, I_{sci}, P_{sci}, pe de altă parte, programul efectuează calculul mărimilor Z, r, X, I_N, P_N (202—205), (209—210), la început utilizînd primele trei coloane ale matricei C (202, 208), apoi celelalte trei coloane (206—207, 211—212). Este avantajos ca mărimile r şi X să fie calculate simultan şi depuse în două şiruri de cîte 32 celule de lucru.

Cu matricea C astfel transformată şi folosind de asemenea matricele A şi B se poate trece la calculul criteriilor de control, precum şi al parametrilor nominali corespunzători (213—217).

Pentru fiecare dintre mărimile calculate în acest program principal (203—205, 209—210, 213—217) se aplică subprogramul de prelucrare statistică a datelor expus mai sus. Tipărirea tuturor acestor rezultate se face pe măsura calculării rezultatelor, economisind astfel spa-

ţiu în memorie şi avînd un control permanent al corectitudinii funcţionării calculatorului.

Utilitatea generală şi eficienţa acestor două programe statistice principale sînt subliniate de multiplele lor posibilităţi de aplicare, atît în domeniul tehnic (în problemele de control al maşinilor asincrone), cît şi, de exemplu, cu mici modificări, în embriologia experimentală

3. Aplicaţii concrete şi perspective de folosire a calculatoarelor în probleme de control tehnic calitativ

Presupunînd cunoscute datele încercărilor de tip şi datele controlului de serie, cele două programe elaborate permit rezolvarea unor probleme deosebit de importante pentru conducerea ştiinţifică a controlului şi a fabricaţiei motoarelor asincrone.

Determinarea limitelor de control ale criteriilor pentru selectarea individuală a motoarelor. Pe baza încercărilor sumare de control [7] trebuie estimat dacă parametrii nominali ai motorului în cauză se încadrează în cîmpul de toleranţe standardizate. În acest sens, controlorul are nevoie de limite de control.

Aceste limite se stabilesc, pentru fiecare tip de motor, cu ajutorul calculatorului (cu programul I) care, analizînd toate încercările de tip [7]:

— calculează valorile criteriilor (1);

— calculează corelaţia criteriilor cu parametrii nominali (9);

— determină, pe baza dreptei de regresie (11), limita de control a criteriului, în funcţie de limita standardizată a parametrilor nominali.

Corectitudinea rezultatelor obţinute în urma aplicării metodei amintite la peste 40 de tipuri de maşini asincrone este ilustrată de gradul de corelaţie r între criteriile de control şi parametrii standardizaţi urmăriţi (tabela 1).

Tabela 1

Parametrul	θ	η	k_{Ip}	k_{Mp}	cos φ
Gradul de corelaţie	0,67	0,81	0,72	0,76	0,71

Cifra medie de $r_m \approx 0{,}734$ demonstrează că legătura dintre criterii şi parametri este ridicată şi că procedeul propus este corect.

Astfel se obţine, cu un efort minim din partea fabricii, un criteriu ştiinţific, corect şi precis pentru aprecierea calităţii. Rezultatele bune obţinute în cei opt ani de aplicare a soluţiei propuse [8] recomandă generalizarea ei.

Controlul statistic final al producţiei. Măsurările de control final nu cuprind şi măsurarea mărimilor standardizate, deşi acestea au o importanţă principală. Ca atare, metodei de control final i se cere neapărat şi estimarea parametrilor nominali [9].

În acest sens, cu ajutorul programului II, calculatorul determină pentru un eşantion extras din lotul de fabricaţie:

— media, limitele de variaţie, împrăştierea procentuală pentru mărimile măsurate, parametrii fizici, datele nominale estimate;

— rebutul sau rezerva la fiecare parametru.

Figurînd caracteristicile statistice obţinute pe un grafic în funcţie de timp (fig. 3), se poate urmări evoluţia fenomenelor sub aspectul cauzelor sistematice (valoarea medie) şi sub aspectul cauzelor accidentale (dispersie). Drept avantaj mare apare faptul că prin extrapolarea curbelor obţinute se poate intui tendinţa de evoluţie a proceselor (de exemplu, tendinţa permanentă de creştere a lui θ în figura 3).

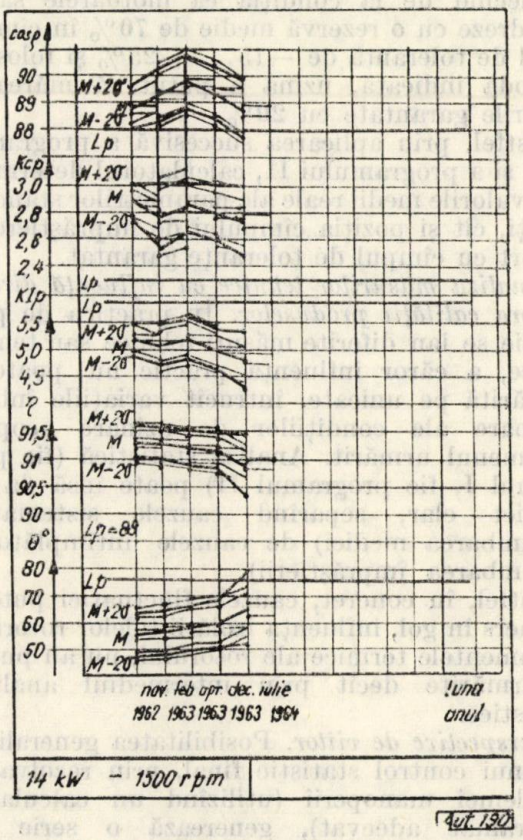


Fig. 3. Caracteristicile statistice ale probelor de serie.

Aplicarea experimentală a metodei timp de aproximativ patru ani la trei tipuri de motoare a subliniat, pe lîngă cele cunoscute, un avantaj principal: posibilitatea prevenirii rebutului înainte de apariţia lui [9].

Stabilirea datelor de catalog. În cadrul cataloagelor, fabricile garantează valorile nominale ale parametrilor standardizaţi. Cerinţa ca produsele să fie competitive impune garantarea unor caracteristici cît mai bune, cu observaţia ca limitele de împrăştiere să nu depăşească limitele de toleranţă aplicate valorii garantate.

Analiza statistică a datelor de tip nu livrează singură datele necesare, întrucît la laboratorul pentru încercări de tip se aduc de multe ori motoare care ridică probleme la controlul final.

Soluţia propusă pentru stabilirea datelor de catalog constă în folosirea rezultatelor încercărilor de tip doar pentru determinarea corelaţiei cu criteriile, urmînd ca după analizarea unui eşantion din lotul în fabricaţie să se estimeze, pe baza dreptei de regresie, valorile nominale şi împrăştierea acestora.

Analizîndu-se după acest principiu situaţia valorilor garantate de către uzina Electromotor-Timişoara pentru cuplul de pornire al motoarelor asincrone, s-au constatat rezerve interne prea mari, maşinile avînd în general caracteristici mai bune decît cele garantate.

Plecînd de la condiţia ca motoarele să se încadreze cu o rezervă medie de 70% în cîmpul legal de toleranţă de $-15 \ldots + 25\%$ şi folosind metoda indicată, uzina a putut să mărească valorile garantate cu 20%.

Astfel, prin aplicarea succesivă a programului I şi a programului II, calculatorul determină atît valorile medii reale ale parametrilor standardizaţi, cît şi poziţia cîmpului de împrăştiere în raport cu cîmpul de toleranţe garantat.

Analiza măsurilor tehnice cu influenţă directă asupra calităţii produselor. În practica de producţie se iau diferite măsuri tehnice sau tehnologice, a căror influenţă practic nu poate fi urmărită pe unicate, întrucît variaţiile întîmplătoare ale condiţiilor de uzinare acoperă fenomenul urmărit. Analiza statistică (fie programul I, fie programul II) poate însă da un verdict clar, separînd cauzele sistematice (schimbarea mediei) de cauzele întîmplătoare (schimbarea împrăştierii).

Astfel, în concret, cauzele fluctuaţiei puterii de mers în gol, influenţa izolării tolelor rotorice, tratamentele termice ale rotorului, nu au putut fi urmărite decît prin intermediul analizei statistice.

Perspective de viitor. Posibilitatea generalizării unui control statistic final, prin rezolvarea problemei manoperii (utilizînd un calculator programat adecvat), generează o serie de perspective pentru îmbunătăţirea conducerii ştiinţifice a procesului de producţie. Astfel, numai prin utilizarea directă a celor două programe existente, se prevede posibilitatea aplicării unor metode noi pentru :

— analiza statistică a disciplinei de fabricaţie ;

— analiza statistică a rezervelor interne ;

— analiza statistică a rebuturilor ;

— omologarea pe bază statistică a produselor noi ;

— posibilitatea abordării studiilor de fiabilitate a produselor.

Ţinînd seamă de lupta intensă pentru mărirea eficienţei de fabricaţie [10], de necesitatea competitivităţii pe plan mondial, dezvoltarea şi aplicarea cît mai urgentă a acestor mijloace de conducere şi control, deosebit de eficiente, sînt recomandate cu insistenţă.

4. Concluzii

Din studiile făcute rezultă că folosirea calculatoarelor nu este eficientă în controlul statistic unidimensional, simplu şi interoperativ, fiind însă deosebit de indicată şi, practic, singura soluţie în cadrul controlului statistic final al producţiei.

Eficienţa folosirii calculatorului este deosebit de mare, iar manopera pentru întreprindere se reduce la un minim posibil : la completarea unui borderou cu datele motoarelor în cauză.

Calculatorul devine astfel un instrument deosebit de util pentru conducerea şi analiza ştiinţifică a producţiei industriale.

BIBLIOGRAFIE

[1] Graf, V. *Statistischen Methoden in der Elektroindustrie.* În : ETZ 72, nr. 1, 1951, p. 1.

[2] Soroker, T. G. şi Goldberg, O. G. *Statisticeskii kontrol kacestva asinhronnih elektrodvigatelei v serinom proizvodstve.* În : Vestnik elektropromîşlennosti 27, nr. 5, 1956, p. 19.

[3] Rancu, N. şi Tövissi, L. *Statistica matematică cu aplicaţii în producţie.* Bucureşti, Ed. Acad. R.P.R., 1963.

[4] Rancu, N. şi Tövissi, L. *Analiza statistico-matematică a calităţii producţiei industriale.* Bucureşti, Ed. ştiinţifică, 1964.

[5] Oprendeck, B. şi Farcaş, D. *Principii de programare a calculatoarelor numerice în vederea stabilirii indicilor de control ai încercărilor de serie ale maşinilor de inducţie.* În : Bul. I.P.T. 9 (23), fasc. 2, 1964.

[6] Oprendeck, B. şi Farcaş, I. *Programul de lucru şi programarea calculatorului MECIPT—1 pentru controlul statistic final al fabricaţiei de motoare asincrone.* În : Bul. I.P.T. 11 (25), 1966.

[7] Oprendeck, B. *Metodă pentru interpretarea măsurătorilor controlului de serie la maşini asincrone.* În : Electrotehnica 15, nr. 4, 1967, p. 128.

[8] Babuţia I. *Verificarea în practica industrială a metodei criteriilor complexe în controlul de serie la maşini asincrone.* În : Electrotehnica, 15, nr. 4, 1967, p. 136.

[9] Oprendeck, B. *Metoda pentru controlul statistic final al fabricaţiei în serie de motoare asincrone.* În : Electrotehnica 16, nr. 5, 1968, p. 166.

[10] Oprendeck, B. şi Babuţia, I. *Analiza pe bază de calcul economic a controlului de serie la maşini asincrone.* În : Stud. şi cerc. calcul economic şi cibernetică economică, nr. 1, 1967, p. 87.

Ing. I. PAPADACHE

Regulatoarele electronice pentru procese industriale. Constatările unei anchete din S.U.A.

În ultimii ani a crescut numărul fabricilor care produc sisteme de reglare unificate electronice pentru procese industriale şi o comparaţie a performanţelor respective prezintă actualmente un deosebit interes. O asemenea comparaţie publică „Instrumentation technology," revista asociaţiei din S.U.A. „Instrument society of America" [1]. Vom extrage în cele ce urmează, comentîndu-le, unele din constatările studiului menţionat.

Studiul se referă la caracteristicile regulatoarelor electronice pentru bucle simple fabricate de următoarele 15 firme din S.U.A. : Bailey Meter, Barber—Colman, Bekman, Bristol, Consolidated Electrodynamics, Fischer—Porter, Foxboro, General Electric, Hagan, Hays, Honeywell, Leeds—Northmp, Motorola, Robertshaw, Taylor.

Studiul a examinat în primul rînd felul în care se stabileşte legătura operator-regulator.

Din punctul de vedere al indicării mărimii de referinţă s-au constatat trei forme de bază : o scală centrală extinsă, aparat de măsură sau disc calibrat, dintre care prima soluţie este cea mai răspîndită, întîlnindu-se la nouă din cele 15 tipuri examinate. În primul caz, regulatorul are şi un ac indicator al mărimii de acţionare. De exemplu, dacă fereastra arată 40% din scală, cum mărimea de referinţă este la mijloc, o derivaţie de ± 20% poate fi văzută pe scală şi în felul acesta dedusă şi mărimea reglată (mărimea de reacţie).

Metoda a doua este adoptată de trei fabricanţi : Bailey, Hays şi Motorola, dintre care primul întrebuinţează, prin comutaţie, acelaşi aparat pentru a indica : mărimea de referinţă, mărimea reglată, mărimea de acţionare ($i_o - r$),

Regulatoare semnale de intrare – ieşire *Tabela 1*

● Normal ● La cerere		Bailey	Barber-Colman	Beckman	Bristol	Consol-electro	Fischer-Porter	Foxboro	Gen. electric	Hagan	Hays	Honeywell	Leeds-North.	Motorola	Robertshaw	Taylor
Intrare de la element de măsură	1-5 mA c.c.	○		○	●	●	●		●	○	○		○		○	●
	4-20 mA c.c.	○		○	○	●	●	●	●	○		○	●		○	○
	10-50 mA c.c.	○		○	●	●	●	○	○	○			●		○	●
	0,25-1,25 V c.c.															●
	0-4 V c.c.						●									
	1-5 V c.c.						○	●						○		
	0-10 V c.c.	○		○[C]		○										
	± 10 V c.c.	●														
	0-500 mV c.a.		B ○													
Ieşire spre ventil	1-5 mA c.c.	○	○			○				○	○		D ○		○	
	4-20 mA c.c.	○			○	○	○					○		○	○	○
	10-50 mA c.c	○		○[C]				○	○							
	1-5 V c.c.									○				F ○		
	Ieşire cu zero la mijloc	A ●											E ●			

A — ieşirea ± 10 V curent continuu la cerere.
B — sînt prevăzute convertoare pentru a produce mV curent alternativ.
C — ieşirea poate fi şi 0—10 V curent continuu.
D — domeniu 4 mA, este de asemenea posibil ca valoare normală 0—4 mA curent continuu pentru intrare şi ieşire.
E — ieşire de ± 2 mA curent continuu la cerere pentru regulatoare PID.
F — acest semnal este prevăzut în plus faţă de 4—20 mA curent continuu.

mărimea de comandă C și diferența în cazul trecerii de la comandă manuală la automată și invers. Metoda discului calibrat este aplicată în special de Foxboro.

Cu excepția regulatorului Bailey, toate celelalte au un aparat de măsură separat pentru a indica mărimea de comandă C de la ieșirea regulatorului. După poziția unui comutator, acest instrument poate arăta și mărimea de comandă manuală.

Modelul Beckman are două indicatoare care indică continuu și ieșirea automată și cea manuală.

În unele regulatoare — Motorola, Bailey — mărimea de comandă variază spre dreapta cînd ventilul se deschide, ceea ce s-ar putea să prezinte convenienţă cînd operatorul supraveghează numeroase regulatoare.

În toate regulatoarele sînt dispozitive pentru transfer între comanda automată și manuală și pentru a ajusta ieșirea manuală. Trecerea de la manual la automat este importantă în timpul pornirii instalației. Trecerea de la automat la manual este necesară în timpul avariilor sau opririi. Semnalele de comandă manual și automat se obțin în circuite diferite și, în mod normal, operatorul trebuie să le facă egale înainte ca să facă transferul într-o direcție sau cealaltă, pentru a evita șocul („bump") în proces. Toți fabricanții prevăd posibilitatea de transfer „bumpless" în ambele direcții.

Întrucît în toate aceste regulatoare ieșirea automată din regulator urmărește mărimea de ieșire manuală, nu este necesară egalizarea de către operator a celor două semnale pentru trecerea manual-automat. Această egalizare este necesară pentru trecerea automat-manual cu excepția regulatorului Foxboro 62H, care nu necesită echilibrarea nici în acest sens de schimbare. Această egalizare se face în trei forme diferite : a) prin obținerea unei diferențe nule, pe care o obține operatorul prin modificarea ieșirii manuale ; această metodă are o mare sensibilitate, mai ales dacă aparatul de măsură este acela al scalei extinse, pentru fixarea mărimii de referință ; Honeywell indică această diferență pe aparatul de măsură pentru mărimea de comandă C de la ieșirea din regulator ; b) prin apăsarea unui buton, operatorul conectează temporar ieșirea manuală la măsurătorul mărimii de comandă C și prin manipularea unui buton obține, după încercări repetate, egalitatea necesară ; c) prin indicarea ambelor valori simultan, operatorul putînd influența aceste mărimi pentru a obține aceeași valoare.

Regulatoarele au și funcțiuni suplimentare, indicate uneori pe placa frontală, precum lămpi pentru alarmă, lămpi pentru a indica diferența i-r, lămpi pentru iluminare.

Caracteristicile regulatoarelor — *Tabela 2*

○ Normal ● La cerere		Bailey	Barber - Colman	Beckman	Bristol	Consol - electro	Fischer - Porter	Foxboro	Gen. electric	Hagan	Hays	Honeywell	Leeds - North	Motorola	Robertshaw	Taylor
Tipul reglării	Proporțional P				○	○		●				○				○
	P + Integral (I) PI	○	B C D ○		B E ○	D E ○	B D ○	J ○	B ○		D ○	B E ○	B ○	E ○	D E ○	○
	P + Derivativ (D) PD				F ○			●								
	P + I + D = PID	○	B C ○	E F ○	B E F ○	E F ○	B D ○	J ○	B ○	B E F ○	○	B ○	B L M ○	D E ○	E ○	○
	Integral I			○				●								
Limite pentru ieșire			●			●	○	J ○		○		●			●	○
Comutator pentru referință ext.		○				○	H ○	○	○	●	K ○					H ●
Reglare cu previziune		A ○		G ○					•				●			
Modul de alarmă		●	●									●			●	

A — modul pentru previziune cu amplificare reglabilă, livrabil la cerere.
B — sînt livrabile cu un efect integral special.
C — prevede la cerere indicarea mărimii $i_0 - r$, prin $\pm$ 0,5 mA curent continuu pentru a indica $\pm$ 20% deviație față de valoarea prescrisă.
D — efectul integral poate fi și manual.
E — poate fi la cerere efect *I* lent sau rapid.
F — poate fi specificat efect *D* rapid sau lent.
G — modul pentru previziune cu amplificare reglabilă, livrabil la cerere.
H — comutator cu poziție multiplă pentru transfer fără șoc de la distanță sau local.
I — comutator pentru corecție în cazul proceselor tip cuvă pentru pornire și limite.
K — circuit special pentru fixarea mărimii de intrare de la distanță sau local.
L — circuit de ajustare pentru introducerea unui efect *P* atunci cînd parametrul se apropie de valoarea fixată.
M — efect *D* invers la cerere.

Semnalele de intrare şi ieşire sînt de obicei aceleaşi (tabela 1).

Alimentarea cu energie electrică nu este standardizată. Următoarele şapte fabrici : Bailey, Beckman, Bristol, Foxboro, General Electric, Honeywell şi Leeds—Northmp, au alimentarea de 117 V curent alternativ cu o variaţie admisibilă de ± 10%.

Regulatoarele electronice au unul sau mai multe blocuri detaşabile pentru a realiza funcţiunile *P*, *PI*, *PD*, *PID*. În unele tipuri sînt prevăzute şi funcţiuni mai complexe, precum acelea necesare reglării în cascadă sau reglării cu previziune (tabela 2).

În ceea ce priveşte terminologia se constată o mare varietate în denumiri , numai Bailey urmînd strict recomandările din normele de terminologie. În ce priveşte variaţia parametrilor reglabili, se consideră că un regulator tipic ar trebui să aibă domeniile următoare :

P	amplificare	0,2—50 ;
I		0,04—100 repetări pe minut ;
D		0,01—20 min.

În fapt, minimele şi maximele sînt în regulatoarele examinate :

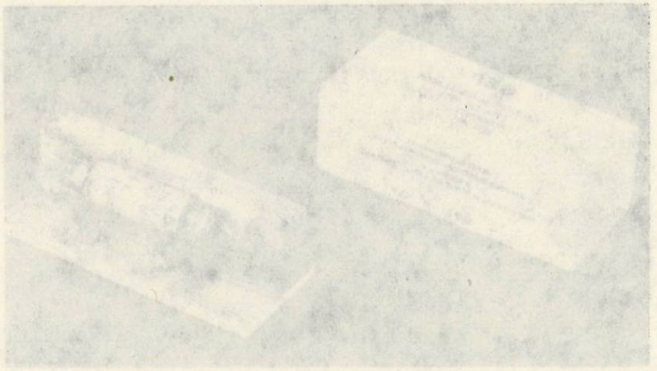
P	amplificare	0,05—100 ;
I		0,01—1 000 repetări pe minut ;
D		0,002—30 min.

Dimensiunile regulatoarelor sînt importante pentru stabilirea numărului de panouri. Puţine fabrici cer să se facă decupări individuale pentru fiecare regulator. Creşterea densităţii aparaturii de pe panouri, obţinută cu sistemul de montare aparat lîngă aparat, are drept consecinţă reducerea costului camerei de comandă. Efectul economic şi în exploatare al unei densităţi mari de aparate trebuie examinat cu atenţie de la caz la caz.

Tendinţa actuală fiind introducerea calculatoarelor în conducerea proceselor, studierea perfecţionării regulatoarelor se face avînd în vedere schimbarea de la automatizarea convenţională la una întrebuinţînd calculatoare. Unele fabrici au anunţat modele noi care utilizează în mod intens tehnica numerică. De asemenea, se tinde spre o reducere a suprafeţei frontale, în unele cazuri mergînd pînă la 50% faţă de cea actuală.

BIBLIOGRAFIE

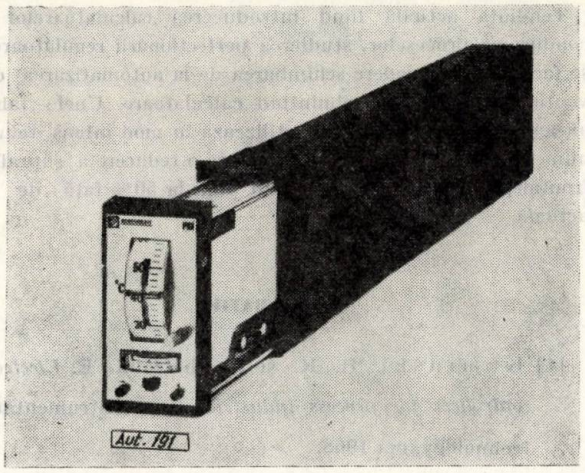
[1] Kaminski, R. K. şi Talbot, J. E. *Electronic controllers for process industries.* În : Instrumentation technology, oct 1968.



NOUTĂŢI DIN DOMENIUL APARATURII DE AUTOMATIZARE ŞI DE PRELUCRARE A DATELOR

O serie nouă de regulatoare de temperatură

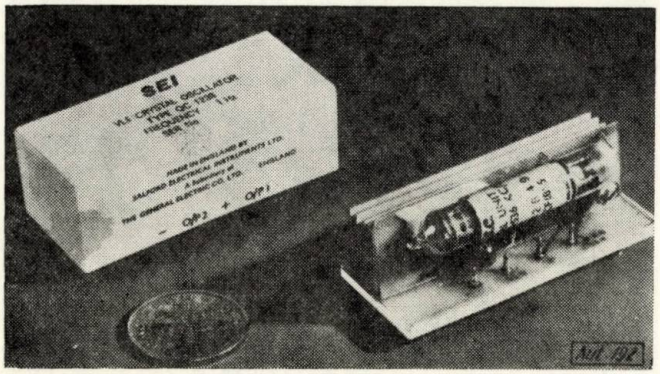
Rosemount Eng.Co. Ltd. din Anglia produce o serie nouă de regulatoare în construcţie pentru montare pe panouri de automatizare, reprezentate în figura alăturată, cu dimensiunile 72 × 144 × 535 mm. Ele au o precizie de ± 1% din



valoarea întregii scale şi mărimea prescrisă poate fi variată cu o precizie de repetare de ± 0,25%. Seria cuprinde regulatoare proporţionale, regulatoare cu timp proporţional şi regulatoare bipoziţionale cu indicator. Aparatele sînt transistorizate şi au semnalul de ieşire fie în curent continuu, fie sub formă de impulsuri pentru comanda tiristoarelor.

Oscilatoare miniaturale cu cuarţ de frecvenţe foarte joase

La Expoziţia internaţională de electronică, automatică şi aparate de măsurat, Copenhaga, 1968, firma Salford din Manchester a expus o serie completă de oscilatoare cu cris-



tale de cuarţ funcţionînd în gama de frecvenţe de la 200 Hz la 200 MHz, precum şi în gama frecvenţelor foarte joase. În figură se poate vedea un asemenea oscilator în frecvenţa de 1 Hz, realizat la dimensiuni foarte reduse.

Dispozitiv de explorare (scanner) pneumatic

Intreprinderea Maşpriborintorg din Moscova prezintă un dispozitiv pneumatic UNO—16, din seria USEPPA, destinat explorării succesive a 16 canale în scop de măsurare sau reglare. Dispozitivul produce la ieşire semnale pneumatice discrete 0 şi 1 corespunzînd presiunii atmosferice şi, respectiv, valorii presiunii de alimentare 1,4 kgf/cm² ± 10%. Intervalul dintre două impulsuri succesive poate fi variat între 30 s şi 5 min. Folosind două elemente auxiliare BP—8, se pot transmite semnalele pînă la distanţe de 300 m, fără întîrzieri apreciabile.

Principii şi aparate noi în reglarea numerică directă (D.D.C.)

În utilizarea calculatoarelor pentru conducerea automată directă a proceselor (on-line closed loop) pot apărea situaţii în care funcţionarea calculatorului să fie perturbată sau chiar ca acesta să iasă din funcţiune, ceea ce implică consecinţe grave pentru instalaţia automatizată. Firma Siemens, pe baza unor concepte noi în această direcţie, a realizat noi tipuri de aparate pentru reglarea automată directă (D.D.C.), care permit intervenţia manuală rapidă în cazul defectelor semnalate.

În elaborarea noilor concepte s-a pornit de la operaţiile specifice reglării numerice directe, constînd în convertirea analog numerică a mărimilor ce urmează a fi introduse în calculator care, după prelucrarea şi efectuarea calculelor, furnizează sub formă numerică mărimile de comandă. Acestea, pentru a putea fi aplicate elementelor de execuţie, trebuie convertite la rîndul lor în semnale analogice.

Pentru stabilirea mărimilor de comandă (sau de execuţie) se pot aplica două metode : calcularea valorii absolute a acestora sau determinarea numai a diferenţei în raport cu valorile anterioare. Aplicînd prima metodă, la defectarea funcţionării calculatorului, mărimile de comadă sînt perturbate şi astfel elementele de execuţie nu mai pot fi menţinute în stările precedente defectării, conducînd la aducerea procesului în situaţii nedorite. Cea de-a doua metodă permite evitarea acestui neajuns şi o siguranţă mărită în stabilirea mărimii de comandă. În acest caz, calculatorul calculează modificarea mărimii de comandă în raport cu cea precedentă şi, sub formă numerică, o transmite elementului de execuţie care cuprinde şi un convertor numeric analogic. Astfel, acest convertor recepţionează numai impulsurile care caracterizează modificarea mărimii de comandă, pe care le însumează rezultînd noua mărime de comandă (respectiv de execuţie). La ieşirea din funcţiune accidentală a calculatorului, elementul de execuţie poate rămîne deci în starea anterioară şi se poate trece uşor pe comandă manuală.

Aparatul realizat de firma Siemens în acest scop, pe lîngă dispozitive de indicare a mărimilor prescrise şi de comandă (sau de execuţie), este prevăzut cu o serie de butoane pentru comanda manuală a elementelor de execuţie şi pentru comutarea comenzii acestora de pe calculator pe comandă manuală şi viceversa. Acest aparat se încadrează în instalaţia de reglare numerică directă, concepută în conformitate cu cele arătate, şi care cuprinde un pupitru de comandă pe care se află o serie de butoane iluminate pentru alegere, butoane pentru blocaje şi deconectări, indicatoare luminoase alfanumerice, cu ajutorul cărora se pot selecta buclele de reglare individuale, valorile prescrise şi valorile limită pentru parametrii reglaţi. Apariţia de stări periculoase la proces este semnalizată acustic şi optic. Ca o unitate anexă se află un tablou de supraveghere pe care este reprezentată schema simplificată a procesului, cu cîmpuri de semnalizare pentru fiecare circuit de reglare. La acestea se adaugă cel puţin o maşină de scris care imprimă date privitoare la proces într-o ordine cronologică comandată de calculator.

Dispozitive automate împotriva patinării şi alunecării

Un echipament interesant de prevenire automată a patinării la accelerare şi a alunecării la frînare a fost pus la punct recent de către Westinghouse Brake & Signal Co. Ltd. din Londra, pentru căile ferate engleze.

Principiul pe care se bazează acest echipament constă în a controla în mod permanent accelerarea sau decelerarea pe fiecare din osiile motoare. La apariţia patinajului rezultă că acceleraţia este mult mai mare decît ar fi trebuit în mod normal, iar la alunecare aceeaşi constatare cu referire la decelerare. Echipamentul prevăzut pentru evitarea acestor fenomene primeşte la intrare o serie de impulsuri a căror frecvenţă este proporţională cu viteza de rotaţie a roţilor locomotivei. Aceste impulsuri pot fi obţinute fie de la un tahogenerator existent de regulă pe locomotive, fie de la un generator de impulsuri special instalat. Aceste impulsuri sînt

transformate într-o tensiune proporţională cu viteza din care, prin diferenţiere, se poate deduce accelerarea sau decelerarea.

Dacă se constată că variaţia vitezei depăşeşte o anumită valoare predeterminată, se iniţiază o acţiune de corecţie care la patinare poate acţiona în sensul reducerii puterii de tracţiune, prin punerea în funcţiune a frînei împotriva patinării sau prin aruncarea de nisip pe şine. În caz de alunecare în timpul frînării, aceasta se corectează printr-o reducere rapidă a puterii de frînare.

În ambele cazuri, acţiunea corectoare încetează nu după un timp fixat arbitrar, ci numai după ce s-a verificat că roţile au recăpătat viteza normală, ceea ce asigură că reducerea efortului de tracţiune sau de frînare este limitată numai la timpul strict necesar.

Echipamentul care realizează aceste operaţii este alcătuit numai din elemente de comutaţie statică, de unde rezultă timpi proprii foarte reduşi atît la aplicarea cît şi la suprimarea acţiunilor de corecţie.

Construcţie modulară pentru instalaţii de prelucrare a datelor extensibile

Solartron Electronic Group Ltd., Anglia, anunţă producerea unui nou tip de instalaţie de prelucrare a datelor (data-logger) denumită „Compact logger" (fig.). Prevăzută pentru 20 pînă la 1 000 de canale de înregistrare care pot fi explorate cu o viteză de pînă la 16 canale pe secundă, instalaţia cuprinde şi un nou tip de voltmetru numeric care asigură o precizie de ± 0,02%, detectează semnale pînă la 10 μV şi are o rezoluţie de 2,5 V.

Toate elementele componente sînt transistorizate, funcţionează în limite de temperatură 0—50° C şi pot fi alimentate la 117—230 V + 15%—20%, 50—60 Hz.

Două modele noi de calculatoare la firma Siemens, 4 004/16 şi 4 004/26

Firma Siemens continuă diversificarea producţiei de calculatoare prin lansarea a două noi modele — 4 004/16 şi 4004/26 — care, ca şi celelalte tipuri din seria 4004, sînt realizate cu circuite integrate, ceea ce le asigură o construcţie compactă.

Modelul 4004/26 se deosebeşte de 4004/16 prin posibilitatea funcţionării simultane a aparaturii periferice pe mai multe canale, prin capacitatea mai mare a memoriei interne şi printr-un număr sporit de instrucţiuni. Astfel dacă la 4004/16 capacitatea memoriei interne este de 8 192 de biţi cu extindere la 16 384 de biţi, la 4004/26 aceasta poate fi extinsă pînă la 65 536 de biţi.

De asemenea numărul de 27 instrucţiuni la 4004/16 este crescut la 33 pentru 4004/26.

Ciclul de lucru al memoriei pentru ambele modele este de 0,880 μs/bit. Programarea şi exploatarea celor două tipuri de calculatoare este identică.

Cu ajutorul unor dispozitive de comandă adecvate, unităţile centrale ale calculatoarelor 4004/16 şi 4004/26 pot fi cuplate cu alte unităţi centrale din sistemul Siemens 4004, putînd îndeplini astfel funcţiuni de calculator satelit.

Concomitent cu aceste noi modele sînt prevăzute şi dispozitive de introducere şi extragere a datelor cu performanţe superioare : un perforator de cartele cu o capacitate de 6 200 pînă la 25 300 cartele/oră, un cititor de cartele care poate citi pînă la 60 000 de cartele/oră, o imprimantă rapidă pentru 12 000 pînă la 48 000 linii/oră.

Gabriel Ionescu

RECENZII

C. A. Stewart şi R. Atkison. **Tehnica calculatorului analogic** (La technique du calculateur analogique) Paris, Masson, 1968, 116 pag., 76 fig., 11 tab.

Lucrarea recenzată cuprinde următoarele şase capitole : Capitolele 1 şi 2 (16 pag.), Operatoare elementare liniare — amplificator operaţional, sumator, integrator, potenţiometru — şi alegerea scării de amplitudine, în care se stabilesc formulele de bază pentru sumator, integrator şi se arată felul în care se alege factorul de scară.

Capitolul 3 (34 pag.) tratează despre rezolvarea ecuaţiilor diferenţiale liniare.

Rezolvarea problemelor de către calculatorul analogic poate să acopere durate de la microsecunde pînă la mai multe ore. Pentru a se putea întrebuinţa calculatorul este necesară, aproape în toate cazurile, schimbarea scării de timp. Problemele legate de această schimbare sînt expuse în capitolul 4 (17 pag.).

Capitolul 5 (16 pag.) se ocupă de întrebuinţarea elementelor neliniare în compunerea calculatorului, cu scopul rezolvării unor ecuaţii des întîlnite în descrierea sistemelor fizice (ecuaţia Mathieu).

Din punctul de vedere al automatistului capitolul 6 (30 pag.) este cel mai important, deoarece se ocupă de simularea funcţiilor de transfer de tipul acelora întîlnite în studiul sistemelor automate. În afară de consideraţii generale asupra simulării lor, cuprinde şi cîteva cazuri studiate numeric. Conţinutul lucrării acoperă toate necesităţile programării pe un calculator analogic la nivelul studiilor necesare aplicării practice a sistemelor de reglare. Bazele teoretice sînt expuse pe scurt. În schimb se dau numeroase exemple de aplicaţii practice — 29 în total — cu toate detaliile necesare pentru ca cititorul să poată apoi face programarea pe calculator pentru problemele pe care le întîlneşte. La sfîrşitul fiecărui capitol se dă o listă de probleme cu soluţiile respective.

În ansamblu această lucrare cuprinde o expunere a principiilor şi aplicaţiilor calculatorului analogic, deosebit de reuşită. Prin prezentarea de numeroase exemple practice de complexitate crescîndă ea asigură o înţelegere a posibilităţilor calculului analogic şi este indicată, în mod special, inginerului automatist din activitatea practică industrială.

I. Papadache

A. P. Sage. **Conducerea optimală a sistemelor** (Optimum systems control). Englewood Cliffs N.J., Prentice Hall, 1968, 558 p.

În dezvoltarea teoriei sistemelor optimale s-au făcut paşi mari în ultimii ani şi totuşi rareori s-au găsit autori care să strîngă într-o formă concisă acest vast material. Operaţia de selectare şi adunare a materialului este uneori tot atît de dificilă ca aceea de evidenţiere a unor noi aspecte ale teoriei. În cazul de faţă realizarea acestei munci a fost evi-

dent uşurată atît de bogata experienţă pedagogică cît şi de existenţa unei activităţi de cercetare susţinute în domeniul sistemelor optimale a profesorului Sage. Autorul a publicat mai multe de 40 de articole originale în domeniul sistemelor optimale.

Prezenta carte este consecinţa unor cursuri predate de autor pentru diverse categorii de ingineri care au preocupări în domeniul teoriei moderne a sistemelor, la Universitatea din Florida şi la Southern Methodist University. Scopul cărţii, declarat chiar de autor, este : ,,să furnizeze o tratare destul de cuprinzătoare a domeniului conducerii optimale a sistemelor la un nivel comparabil cu al unui doctorand începător". Pentru înţelegerea materialului abordat în carte nu sînt necesare cunoştinţe de strictă specialitate, ci numai parcurgerea unui curs general de teoria sistemelor liniare.

Materialul prezentat este grupat în jurul a trei domenii mari din teoria sistemelor optimale şi anume :

— conducerea optimală cu intrări deterministice ;
— estimarea, identificarea şi reglarea optimală ;
— sensibilitatea şi tehnici de calcul în sistemele optimale.

În primul capitol se enunţă problema optimizării unui sistem din punct de vedere ingineresc ; se precizează etapele : estimare şi identificare, determinarea criteriului de optimizare, determinarea comenzii optimale. Pe parcursul întregii cărţi se urmăreşte tratarea a cinci probleme specifice sistemelor optimale : problema reglării, problema identificării stării, problema reglării stochastice, problema identificării parametrilor şi problema reglării adaptive.

Capitolul 2 examinează succint teoria clasică a extremelor funcţiilor de două sau mai multe variabile cu sau fără restricţii.

Capitolul 3 introduce noţiunile clasice de calcul variaţional pentru sisteme continue. Se deduc ecuaţia Euler-Lagrange şi condiţiile de transversalitate asociate, se dau exemple de folosirea multiplicatorilor lui Lagrange în problemele optimale cu restricţii.

Pornind de la problema Bolza a calculului variaţional, în capitolul 4 se ajunge la demonstrarea principiului maximului al lui Pontreaghin. Totodată se prezintă ecuaţia Hamilton-Jacobi şi echivalenţa cu ecuaţia Bellman din programarea dinamică. Se menţionează limitările programării dinamice.

Capitolul 5 este dedicat exemplelor clasice a conducerii optimale a sistemelor continue : problema timpului minim, problema regulatorului liniar, problema consumului minim, problema energiei minime şi diverse probleme singulare.

În capitolul 6 se prezintă o versiune simplificată a principiului maximului pentru sisteme discrete fără restricţii asupra comenzii şi variabilelor de stare. Se face o comparaţie între principiul maximului discret şi rezultate ale aplicării principiului maximului continuu.

În capitolul 7 se trec succint în revistă principalele rezultate ale principiului maximului pentru sisteme cu parametrii distribuiţi. Alături de principiul maximului şi ecuaţia Euler-Lagrange se examinează sumar şi alte metode care, prin discretizare temporală sau spaţială, permit utilizarea principiului maximului sub formă discretă. Se rezolvă problema regulatorului liniar optim pentru sisteme cu parametri distribuiţi.

Capitolul 8 cuprinde optimizarea statistică pentru semnale întîmplătoare staţionare cu timp de observare infinit şi problema optimizării statistice cu restricţii pentru identificare şi reglare.

În capitolul 9 se extind problemele tratate în capitolul 8 incluzînd problema optimizării nestaţionare. Se formulează algoritmul de calcul Kalman-Wiener.

Pe aceeaşi linie în capitolul 10 se prezintă estimarea stărilor discrete în sisteme liniare.

După ce în capitolele precedente s-au discutat problema estimării stărilor şi problema reglării optimale, în capitolul 11 se stabilesc condiţiile de existenţă a soluţiilor. Astfel se introduc foarte natural noţiunile de sisteme observabile şi controlabile, sisteme parţial observabile. În final se pune problema compunerii estimării şi reglării în vederea obţinerii unei conduceri optimale.

În capitolul 12 se atinge altă proprietate importantă a sistemelor optimale, sensibilitatea. Se examinează sensibilitatea în raport cu un parametru în sistemele continue şi discrete, sensibilitatea indicelui de performanţă, sensibilitatea sistemelor optimale în circuit închis şi deschis după formularea Pagurek şi sensibilitatea intervalului de eşantionare pentru sisteme discrete.

Ultimele trei capitole ale cărţii sînt destinate metodelor de calcul în sistemele optimale. Primul din acestea, capitolul 13, prezintă unele metode directe pentru rezolvarea problemei comenzii optimale şi anume : metoda Ritz şi metoda diferenţelor finite, programarea dinamică discretă, tehnici de gradient, metoda optimizării bazate pe metoda celei de a doua variaţii. Toate metodele sînt urmate de exemple concludente.

O metodă eficientă în rezolvarea problemelor optimale neliniare este cvasiliniarizarea, capitolul 14. Se consideră o variantă modificată a metodei Newton-Raphson pentru problema cu condiţii pe frontieră în două puncte şi o versiune discretă a autorului.

Ultimul capitol, capitolul 15, prezintă o metodă, datorită lui Bellman, pentru reducerea problemei cu condiţii pe frontieră în două puncte la o problemă cu condiţii iniţiale — ,,invariant imbedding". Se deduc ecuaţiile acestei metode pentru sisteme continue şi utilizarea metodei la estimarea stării şi parametrilor în sisteme neliniare continue. În continuare se indică o extindere originală a metodei la sistemele discrete.

Trebuie evidenţiate în mod deosebit claritatea expunerii materialului abordat cum şi existenţa unor exemple foarte bine alese incluse la fiecare paragraf. La acestea se adaugă exerciţiile propuse spre rezolvare şi o bogată bibliografie de specialitate. Ţinînd seamă de aceste atribute, cartea se impune ca o carte de mare valoare.

Lucrarea de faţă este binevenită cu atît mai mult cu cît ne găsim într-o perioadă de pionerat în acţiunea de limitare a ,,prăpastiei" dintre teorie şi practică în domeniul reglării optimale, cartea reuşind să se înscrie pe această linie.

L. Lupaş

J o n e s , V. D. şi S h e a , R. F. **Amplificatoare de audiofrecvenţă cu transistoare** (Transistor audio amplifiers). Londra, John Wiley, 1968, 267 pag.

Cartea lui Jones şi Shea este ultima versiune a cunoscutei lucrări a lui Shea ,,Transistor audio amplifiers", apărută în aceeaşi editură în anul 1955 şi care este destul de familiară specialiştilor din ţara noastră. Menirea lucrării, mărturisită de altfel şi de autori chiar din primele pagini ale cărţii, este de a oferi, la un nivel comprehensiv dar riguros fundamentat, teoria fundamentală a circuitelor şi, în primul rînd, a amplificatoarelor de audiofrecvenţă, precum şi date utile şi informaţii practice necesare unei proiectări independente.

Primele capitole ale cărţii sînt consacrate parametrilor şi circuitelor echivalente ale transistorului. În cadrul temei amintite în titlul lucrării sînt discutate etajele pentru semnale mici, circuitele speciale pentru semnale mici, amplificatoarele de putere, etajele prefinale şi unele particularităţi ale acestora etc. Faţă de ediţia precedentă cartea cuprinde materiale privind sistemele stereo şi aplicaţiile transistoarelor cu efect de cîmp. De asemenea, sînt abordate detaliat cele mai noi realizări în domeniul amplificatoarelor integrate de audiofrecvenţă.

Pentru cei familiarizaţi cu ediţia din 1955 a cărţii lui Shea, simpla menţionare a numelui autorului, o autoritate în domeniul electronicii demult recunoscută pe plan internaţional, este o garanţie a calităţii ireproşabile a lucrării. Dar şi o sumară examinare a lucrării lui Shea poate convinge pe inginerii electronişti de reala ei valoare, de nivelul ei ştiinţific desăvîrşit de tratare a problemei propuse.

A. Silard

ELEKTROMAT

Automatele şi instalaţiile noastre speciale reprezintă o sinteză optimă a adevăratului progres tehnic de cea mai înaltă rentabilitate. Noi de pe acum gîndim şi lucrăm pentru mîine. Aceasta reprezintă succesul nostru, de care vă puteţi folosi şi dv. în scopul unei producţii intensive şi capabile de concurenţă. Din variata noastră serie de produse oferite:

Pentru fabricaţia electromotoarelor şi a generatoarelor de autovehicule:

- Automate de înfăşurat bobinajul statorului pentru generatoare trifazice pentru autovehicule cu 8, 10 şi 12 poli
  Motoare de curent trifazic cu 2,4 şi 6 poli
  Motoare monofazice cu 2 şi 4 poli

Pentru industria elementelor de construcţie:

- Maşini de lepuit cu oglivie pentru şlefuirea pe ambele părţi a şaibelor
- Maşini de polizat pentru şlefuirea unei singure feţe a şaibelor
- Maşini de lepuit cu separaţie pentru şaibe cu cristale şi orientare a suprafeţei
- Instalaţii de difuziune pentru procese termice care necesită mai multe zone cu temperatură constantă
- Instalaţii de purificat gazele H_2, N_2, O_2.
- Boxe de scurgere laminară reprezentînd spaţii de lucru lipsite de praf sau boxe de deservire a instalaţiilor de difuziune
- Instalaţii de epitaxie
- Dispozitive de ajustaj şi de iluminat
- Discuri de bordurat cu ultrasunete
- Maşini de bordurat sîrmă cu ultrasunete
- Scule de bordurat
- Micromanipulatoare
- Masă încrucişată programabilă
- Instalaţii de prelucrat cu raze electronice

Pentru industria producătoare şi prelucrătoare de lacuri ;

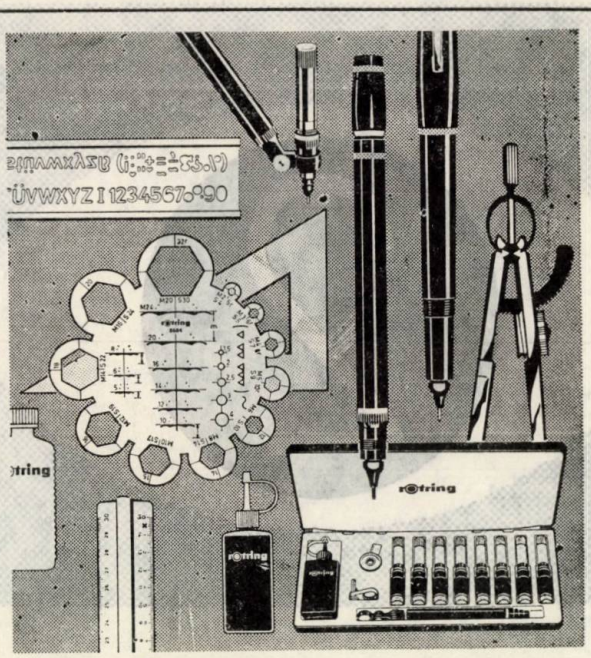
- Automate pentru aşezarea în forme a cablurilor
- Instalaţii de conducte lăcuite
- Instalaţii pentru examinarea conductelor lăcuite

VEB ELEKTROMAT, 808 DRESDEN

DIAVEST EXPORT

Volkseigener Aussenhandelsbetrieb der Deutschen Demokratischen Republik DDR – 108 Berlin, Taubenstrasse 7–9
Telegramm: DIAINVESTA *Telex: 011 2695 diai dd*
REPUBLICA DEMOCRATĂ GERMANĂ
Pentru informaţii în ţară:
Ambasada R.D.G. în România, Secţia Invest Export, Tov. Klein, Calea Dorobanţilor 14 Bucureşti

PUBLICOM



rotring
macht das Zeichnen leichter

Pe baza renumitului Tintenkuli a fost dezvoltat stiloul cu tuş Rapidograph, primul stilou cu tuş din lume, cu sistem tubular şi mecanism cu piston, pentru desen tehnic, cu 10 grosimi de linii de la 0,1 la 1,2 mm. Sistemul schimbabil Variant contribuie la o mai bună raţionalizare a lucrărilor de desen. Pot fi realizate 10 grosimi de linii de la 0,1 pînă la 1,2 mm folosind un singur suport.

Pentru scrierea curată şi exactă, Rotring oferă un sistem variabil Varioscript pentru 16 mărimi de litere de la 1,4 la 20 mm.

Special pentru desenul pe material plastic a fost confecţionat stiloul cu tuş Foliograph pe baza sistemului interschimbabil, cu vîrf de safir, pentru 8 grosimi de linii de la 0,15 la 1,2 mm. De asemenea a fost adoptat pentru tuşuri dizolvante de folii şi solubile în apă.

Cu Rotring se poate desena mai uşor – mai repede – mai raţional !

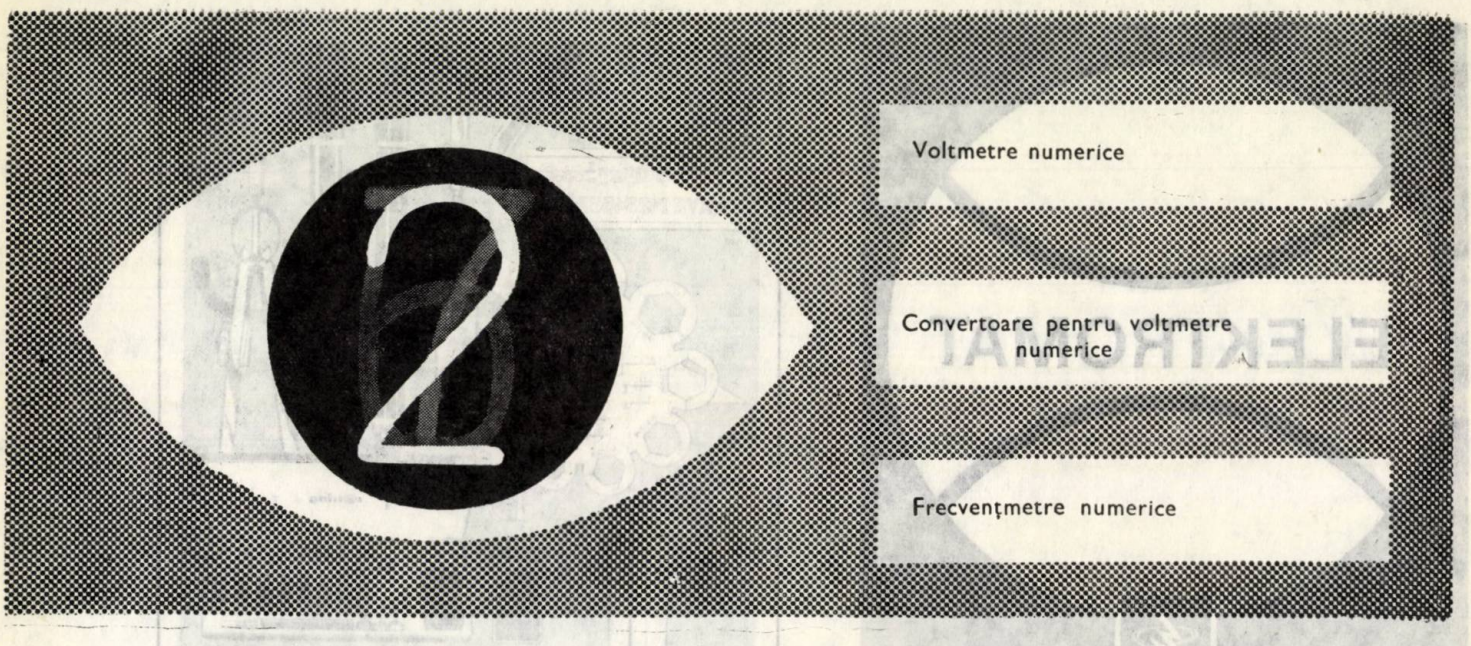
- Asigură o durată lungă de funcţionare datorită vîrfurilor tubulare rezistente la uzură
- Uşurează alegerea grosimii necesare
- Trasează linii uniforme cu margini bine definite
- Asigură lucrări curate
- Are un rezervor de tuş de mare capacitate
- Se reîncarcă în mod simplu
- Se poate curăţa uşor

O vastă gamă de instrumente de desen indispensabile în cazurile în care se cere o înaltă precizie : stilou de tuş, tuş de desen, şablon de scris şi desenat, linii, echere, compasuri.

RIEPE – WERK 2 Hamburg – 54
POSTFACH 13 529
REPUBLICA FEDERALĂ A GERMANIEI

Vă rugăm cereţi prospecte!

PUBLICOM



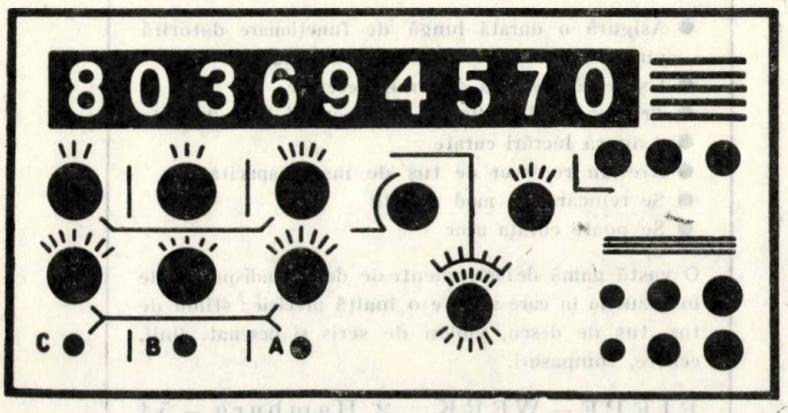
Voltmetre numerice

Convertoare pentru voltmetre numerice

Frecvenţmetre numerice

Laboratorul, atelierul şi serviciul de măsurări şi încercări în aproape toate domeniile electronicii şi tehnicii necesită numeroase şi diferite instrumente de măsură electronice.

Fabrica de instrumente de măsură electronice (EMG) ocupă o poziţie importantă în industria electronică din Ungaria. EMG dezvoltă şi fabrică instrumente potrivite pentru o mare varietate de măsurări. În afară de modele obişnuite, fabricate curent, de instrumente electronice (produse de fabrică în mari cantităţi), laboratorul de dezvoltări din EMG realizează în fiecare an un număr de noi instrumente moderne care îndeplinesc orice cerinte din tehnica măsurării.



Oscilatoare şi generatoare de semnale

Generatoare de impulsuri

Voltmetre, ampermetre şi wattmetre electronice

Osciloscoape

Surse de alimentare în curent continuu

Stabilizatoare de tensiune alternativă

Diferite instrumente de măsură electronice speciale

Fabricat de
EMG Fabrica de instrumente de măsură electronice
Budapesta XVI, Cziráky u. 26–32 Ungaria
Telex: 33–50 Telefon: 837–950

Exportat de:
Metrimpex Societate de export pentru aparate
Budapesta 62, POB 202

PUBLICOM

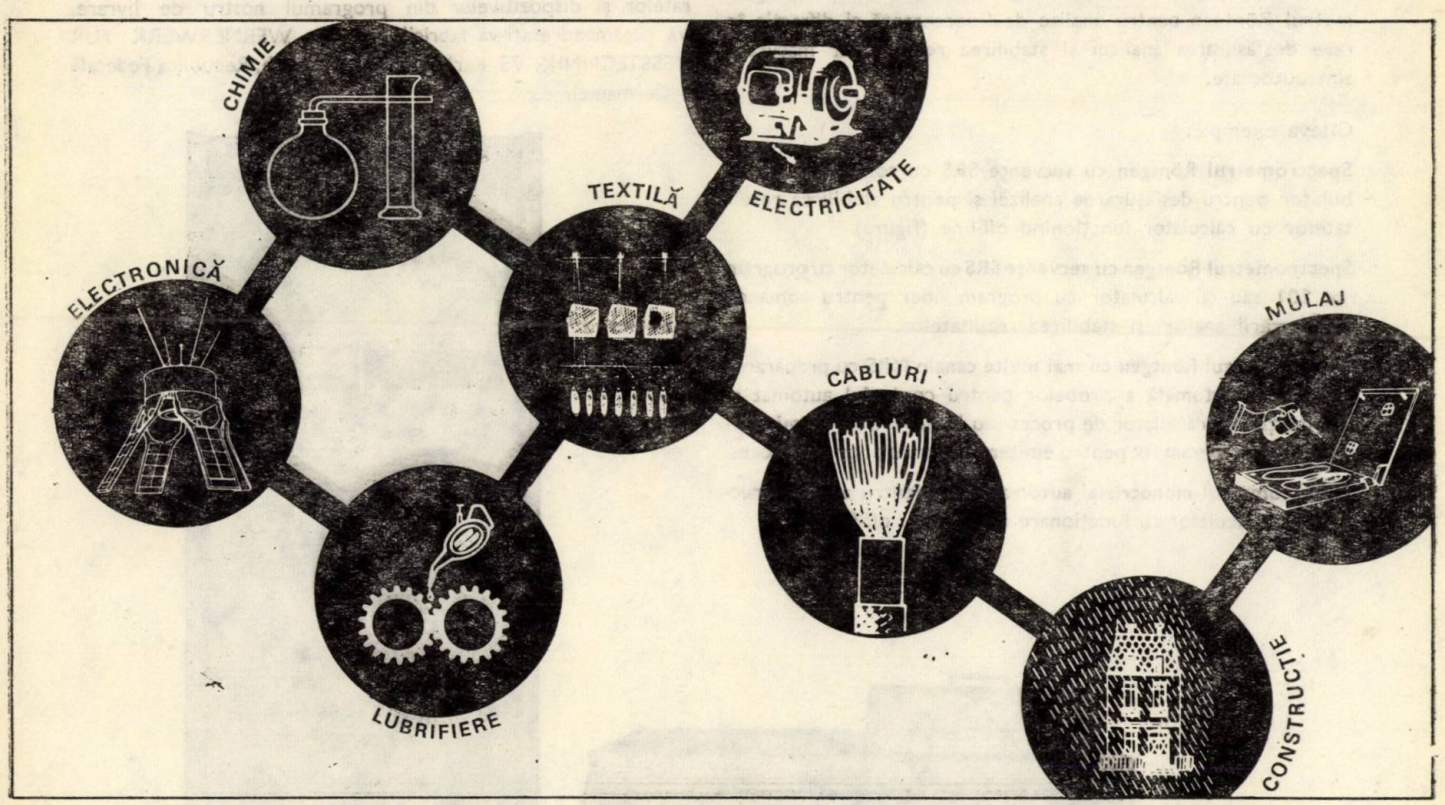
EMG

SISS
SILICONES

SOCIETE INDUSTRIELLE DES SILICONES

SOCIÉTÉ ANONYME AU CAPITAL DE 13.500.000 FRANCS - R.C. SEINE 55 B 4959

10, avenue Franklin-D.-Roosevelt - Paris 8e - FRANCE tél. 225.95.89



O SOLUȚIE SILICONICĂ .....

Stabilitate termică
Neutralitate chimică
Putere hidrofugă
Imiscibilitate cu substanțe organice
Tensiune superficială redusă
Proprietăți electrice excelente

TALON DE DECUPAT

Domnul.....

Adresa .....

Întreprinderea.....

Pentru orice informații tehnice sau vizite ale tehnicienilor noștri, vă rugăm a ne retrimite acest talon de răspuns indicînd adresa dvs. exactă.

1. EMULSII

Scoatere din forme — Hidrofugare — Înmuiere (de turnare)

2. UNGERE ȘI PREPARAREA COMPUȘILOR

Ungere — Etanșare — Scoaterea din forme (de turnare)
Compuși cu bisulfuri de molibden „Molyslip"

3. FLUIDE

Produse cosmetice. Agenți de întreținere
Aditivi pentru vopsele — Ungere
Aditivi pentru spume poliuretanice
Uleiuri pentru pompe de difuzie
Fluide hidraulice — Scoaterea din forme (de turnare)

4. ELASTOMERI „SILASTENE"

Formarea — Extruderea — Impregnarea.
Acoperire cu strat protector — Acoperirea

5. ELASTOMERI LA RECE

Executarea formelor — Acoperirea cu strat protector
Cauciucare — Adeziune — Etanșare

6. AGENȚI ANTISPUMANȚI

7. AEROSOLI

Scoaterea din forme de turnare — Antispumanți — Hidrofugare

8. RĂȘINI ȘI LACURI

Vopsele — Lianți și aditivi — Hidrofugare
Izolații electrice.

9. ADEZIVI

SIEMENS

Automatizarea analizelor

O problemă importantă astăzi pentru chimist şi fizician: Automatizarea analizelor în laboratoarele de cercetări şi din exploatare pentru cercetări ştiinţifice şi pentru controlul proceselor de fabricaţie industrială. SIEMENS vă oferă ca soluţie spectrometrul Röntgen pentru analize de fluorescenţă şi difracţie în care desfăşurarea analizei şi stabilirea rezultatelor măsurării sînt automate.

Cîteva exemple:

Spectrometrul Röntgen cu secvenţe SRS cu comandă prin tabulator pentru desfăşurarea analizei şi pentru stabilirea rezultatelor cu calculator funcţionînd off-line (figura).

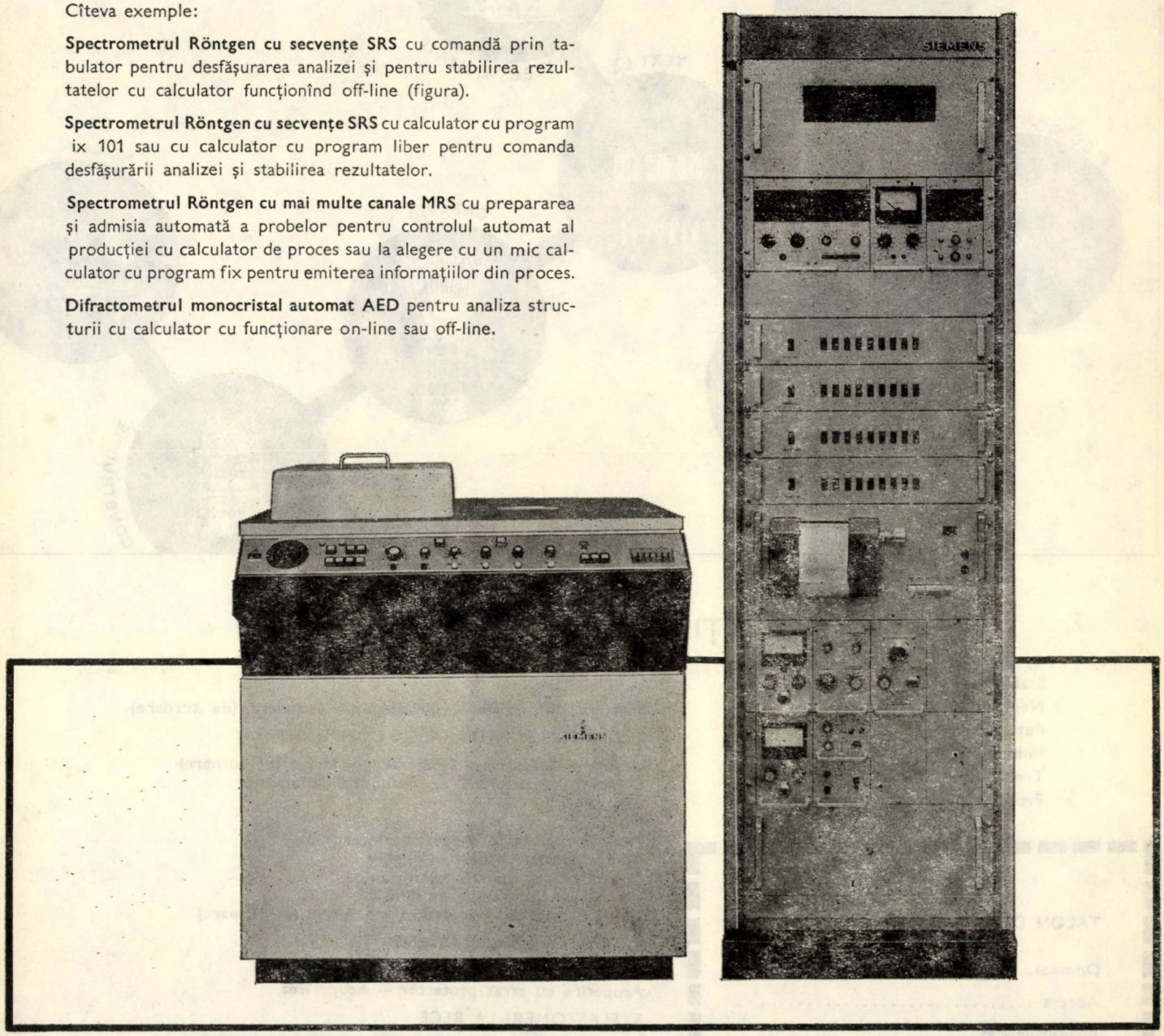
Spectrometrul Röntgen cu secvenţe SRS cu calculator cu program ix 101 sau cu calculator cu program liber pentru comanda desfăşurării analizei şi stabilirea rezultatelor.

Spectrometrul Röntgen cu mai multe canale MRS cu prepararea şi admisia automată a probelor pentru controlul automat al producţiei cu calculator de proces sau la alegere cu un mic calculator cu program fix pentru emiterea informaţiilor din proces.

Difractometrul monocristal automat AED pentru analiza structurii cu calculator cu funcţionare on-line sau off-line.

Difractometrul Röntgen cu comandă cu cartele perforate pentru analiza amestecurilor cristaline.

Vă trimitem cu plăcere prospecte tehnice asupra tuturor aparatelor şi dispozitivelor din programul nostru de livrare. Vă rugăm adresaţi-vă fabricii noastre WERNERWERK FÜR MESSTECHNIK, 75 Karlsruhe 21, Postfach, Republica Federală a Germaniei.



PUBLICOM

În toate problemele din tehnica măsurării

Siemens este partenerul dv.

СОДЕРЖАНИЕ

ДК 681.325

Шапира, М., Маринеску, И. и *Херман Лиа Сонца:*

Установка для централизованного наблюдения за нагрузкой оборудования (ISMU).

Automatica şi Electronica 13, nr. 5, сент—окт 1969, стр. 197—203

Описана электронная установка, осуществленная в IPA, по сбору и переработке производственных данных, при помощи которой можно определять в любой момент, степень загрузки оборудования.

ДК 681.31

Опреску, Ал. и *Виня, Вл.:*

Аспекты проектирования новой счетной системы, при работе в time-sharing.

Automatica şi Electronica 13, nr. 5, сент—окт 1969, стр. 204—208

Приведены технические аспекты проектирования hardware и software структур счетной системы при работе в time-sharing.

ДК 681.32 :681.325.6

Стэнчулеску, Фл.:

Асинхронная последовательная логика и ее применение при описании логических процессов в вычислительной машине.

Automatica şi Electronica 13, nr. 5, сент—окт 1969, стр. 209—216

Излагаются операции из области последовательной логики, применимые при логическом описании процессов цифровой вычислительной машины.

ДК 622.241 :550.834

Думитреску, С. и *Думитрикэ, А.:*

Приспособления звукового карротажа с автоматической компенсацией ошибок измерения, вызываемых изменением диаметра ствола скважины.

Automatica şi Electronica 13, nr. 5, сент—окт 1969, стр. 216—225

Дается подробное описание аппаратуры, предназначенной для звукового карротанса при геофизических разведках.

ДК 621.316.722.1

Иоановичиу Марина и *Мирон, К.:*

О выборе нелинейных элементов для параметрических стабилизаторов тока.

Automatica şi Electronica 13, nr. 5, сент—окт 1969, стр. 226—229

Предлагается общий метод выбора барретора из схемы параметрической стабилизации тока, исходя из спецификации нагрузки и измерений напряжения источника питания.

ДК 621.375.9 :621.382.08

Поенару, Д.:

Динамическая входная мощность предварительных усилителей, чувствительных к нагрузке.

Automatica şi Electronica 13, nr. 5, сент—окт 1969, стр. 229—232

Приводится общая характеристика предварительных усилителей чувствительных к нагрузке, а также способ измерения входной мощности, в частности, мощности полупроводникового детектора.

ДК 681.32 :621.313.333

Бабуциа, И. и *Опрендек, Б.:*

Аспекты применения числовых счетных устройств к проблемам контроля качества асинхронных двигателей.

Automatica şi Electronica 13, nr. 5, сент—окт 1969, стр. 232—238

Рассматривается вопрос статического анализа типовых и серийных проб в производстве асинхронных двигателей, при использовании числовых счетных машин.

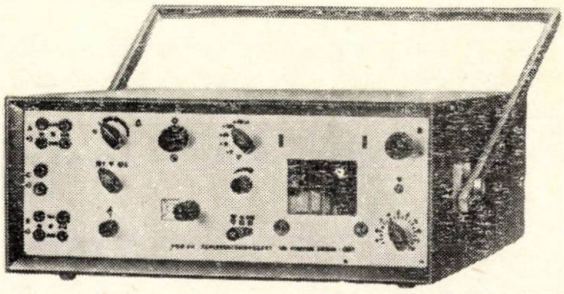
ДК 621—55 :62

Пападаке, И.:

Электронные регуляторы для промышленных процессов. Заключения анкеты, проведенной в США.

Automatica şi Electronica 13, nr. 5, сент—окт 1969, стр. 239—241

КРАТКАЯ ИНФОРМАЦИЯ 242—243
РЕЦЕНЗИЙ 243—244



RFT

Mai repede mai simplu mai sigur cu agregatul FOG 211 pentru găsirea erorilor

Descoperirea punctelor defectuoase la cabluri și conducte are pretutindeni o mare importanță economică. Întreprinderi de alimentare cu energie, poșta, întreprinderi industriale cu rețea proprie de cabluri, întreprinderi energetice constructoare, fabrici de cabluri etc. sînt toate la fel de interesate la un control exact al cablurilor.

Noul agregat transistorizat pentru găsirea punctelor defectuoase FOG 211 de la RFT lucrează după sistemul ecoului de impuls. Poate fi alimentat fie din rețea, fie din baterie și se adaptează și utilizării portabile.

Puteți obține informații complete de la

Biroul tehnico-comercial al
AHB Elektrotechnik la HPA
a Ambasadei R.D.G. din R.S.R.
Calea Dorobanților 14
București

Exportator: Elektrotechnik

EXPORT-IMPORT

VOLKSEIGENER AUSSENHANDELSBETRIEB
DER DEUTSCHEN DEMOKRATISCHEN
REPUBLIK-DDR 104 BERLIN

REPUBLICA DEMOCRATĂ GERMANĂ

PUBLICOM

CONTENTS

DC 681.325

Şapira, M., Marinescu, N. and *Herman Lia Sonia*:

An installation for the centralised supervision of equipment loading.

Automatica şi Electronica 13, nr. 5, sept-oct 1969, p. 197–203

An electronic installation produced at the Automation Designing Institute, for gathering and processing production data is described. The installation allows to determine at any time the equipment loading degree.

DC 681.31

Oprescu, Al. and *Vinea, Vl.*:

Some aspects concerning the designing of a calculus system working in time-sharing.

Automatica şi Electronica 13, nr. 5, sept-oct 1969, p. 204–208

The technical aspects of the designing of hardware and software structures of a calculus system working in time-sharing are discussed.

DC 681.32 :681.325.6

Stănciulescu, Fl.:

The asynchronous sequential logic and its application to the description of the logical processes from digital computers.

Automatica şi Electronica 13, nr. 5, sept-oct 1969, p. 209–216

The operations from the sequential logic are explained with applications to the logical description of processes from the digital computer.

DC 622.241 :550.834

Dumitrescu, S. and *Dumitrică, A.*:

Sonic coring devices with automatic compensation of the measuring errors caused by the variation in the borehole diameter.

Automatica şi Electronica 13, nr. 5, sept-oct 1969, p. 216–225

An apparatus designed for the sonic coring in geophysical investigations is described in detail.

DC 621.316.722.1

Ioanoviciu Marina and *Miron, C.*:

Concerning the choice of non-linear elements for current parametric stabilizers.

Automatica şi Electronica 13, nr. 5, sept-oct 1969, p. 226–229

A general method is suggested for the choice of the barretter from a parametric stabilizing diagram of a current, starting from the specification of the load and of the reported variations of the supply source voltage.

DC 621.375.9 :621.382.08

Poenaru, D.:

The dynamic entrance capacity of load-sensitive preamplifiers.

Automatica şi Electronica 13, nr. 5, sept-oct 1969, p. 229–232

The general characteristics of load-sensitive preamplifiers are pointed out and the way of measuring a capacity mounted at the entrance, namely the capacity of a detector with semiconductors, is shown.

DC 681.32 :621.313.333

Babuţia, I. and *Oprendeck, B.*:

Aspects of the utilization of digital computers for quality control problems of asynchronous motors.

Automatica şi Electronica 13, nr. 5, sept-oct 1969, p. 233–238

The problem of the statistical analysis of type and serial tests by means of digital computers in the production of asynchronous motors is discussed.

DC 621–55 :62

Papadache, I.:

Electronic regulators for industrial processes. A survey carried out in the U.S.A.

Automatica şi Electronica 13, nr. 5, sept-oct 1969, p. 239–241

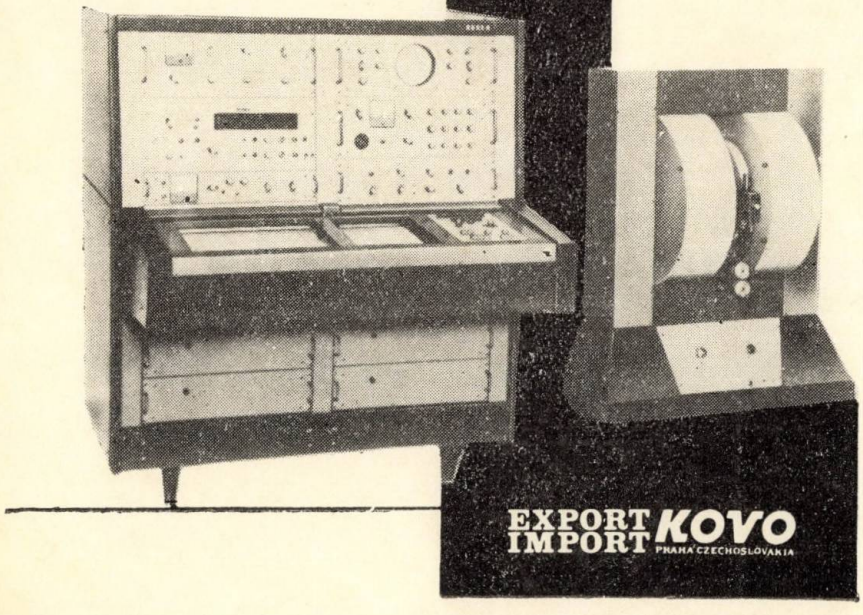
NEWS 242–243

REVIEWS 243–244

SPECTROMETRU TESLA BS 487 A

Spectrometrul pentru rezonanţă nucleară magnetică BS 487 A este un aparat de măsurat nou şi perfecţionat, echipat cu stabilizare cu protoni cu ajutorul unei probe, cu corecţie automată a omogenităţii cîmpului magnetic, cu numărător electric şi cu înregistrator plan. Perfecţionarea rezultă dintr-o creştere esenţială a puterii rezolvante, precum şi din sensibilitatea şi reproductibilitatea spectrului.

BS 487A



Aparatul permite utilizarea unor procedee de rezonanţă multiple (Spin Decoupler, Ticling, Indor, TSI) prin obţinerea unei sfere largi de informaţii asupra structurii spectrului de rezonanţă nucleară magnetic.

CARACTERISTICI TEHNICE:

Frecvenţa de lucru fundamentală pentru $^{1}_{H}$:	80 MHz
Puterea rezolvantă garantată:	mai bună decît 5.10^{-9}
Sensibilitatea garantată:	20:1 la cuart CH_2 cu un procent etilbenzol. Raportul dintre înălţimea liniei de intensitate faţă de media zgomotului
Frecvenţe de lucru suplimentare după ajustare:	$^{1}_{H}$ 20, 40, 60 MHz $^{19}_{F}$ 60 MHz $^{31}_{P}$, $^{11}_{B}$, $^{19}_{F}$ 20 MHz
Domeniul de reglare al cîmpului magnetic:	0,45 pînă la 1,9 T (4500 pînă la 19000 G)
Reproductibilitatea spectrului:	0,2 Hz/20 min
Corecţie automată de omogenitate:	prin corector Y
Integrator electronic:	precizie 2%

PUBLICOM

GERMANIU monocristalin
policristalin
BIOXID DE GERMANIU
puritate min. 99,99% şi 99,9999%
MONOOXID DE GERMANIU
SILICIU monocristalin
policristalin
PELICULE AXIALE DE SILICIU
MONOOXID DE SILICIU
ARSENID DE GALIU
ARSENID DE INDIU
ANTIMONID DE GALIU
cu proprietăţi de semiconductor

VSESOJUZNAJA EXPORTNO-IMPORTNAJA KONTORA

Techsnabexport

USSR · MOSCOW

Exportator V/K TEHSNABEXPORT

Informaţiile se cer la adresa :
V/K Tehsnabexport
Moscova G—200, U.R.S.S.
Telefon 244—32—85
Telex 239

PUBLICOM

HOKUSHIN
ELECTRIC WORKS, LTD.

Pionier în epoca inovaţiilor tehnologice

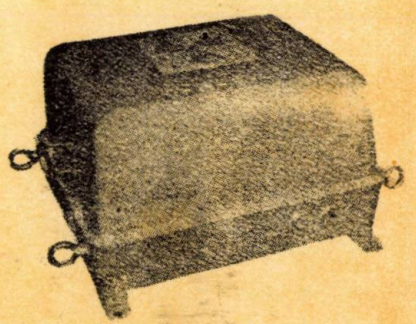
PENTRU MĂSURAREA CONTINUTULUI DE SULF ÎN PĂCURĂ

Analizor Continuu de Sulf

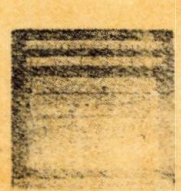
Aparatul este format din 4 unităţi

Unitate de calcul
W125

Detector W120



Înregistrator E1135

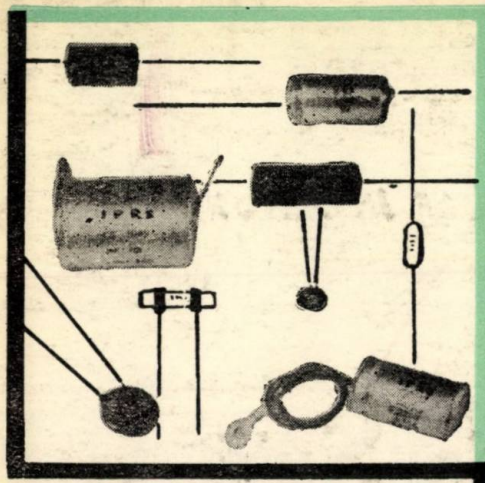


Unitate operaţională
W130

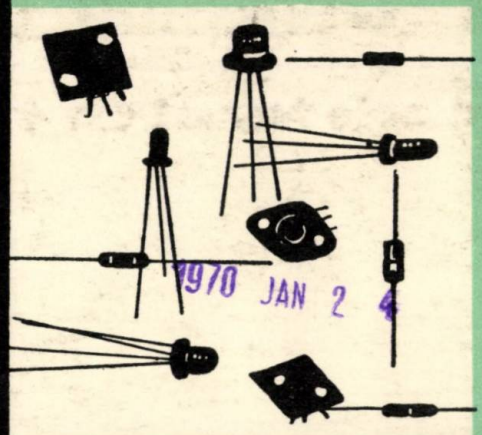
Măsurare continuă, răspuns rapid, fără pericol de iradiere
Compensare automată a densităţii, antideflagrant
Nu este influenţat de perturbaţii în proces

Vă răspundem cu plăcere la cereri de informaţii suplimentare

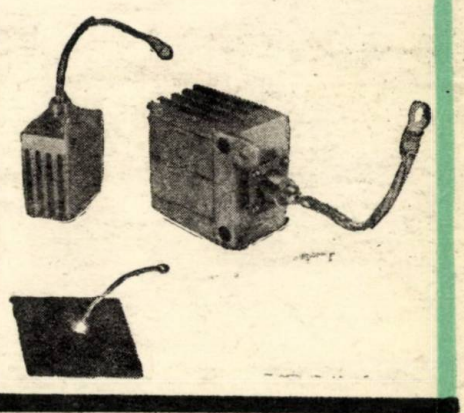
HOKUSHIN ELECTRIC WORKS, LTD.
Birourile centrale: 30—1, 3-chome, Shimomaruko, Ohta-ku, Tokyo, Japonia
Adresa telegrafică: „TOKIOHOKUSIN" TOKYO
Telex: 246-6073/TOKHOKUSHIN TOK



IPRS BĂNEASA



1970 JAN 2 4



ÎNTREPRINDEREA PIESE RADIO ŞI DISPOZITIVE SEMICONDUCTOARE BĂNEASA

Str. Erou Iancu Nicolae, nr. 32
sector 2
telefon 33.38.30 • telex 011203

Produce:

PIESE RADIO:

Rezistenţe fixe cu peliculă de carbon
Rezistoare bobinate
Termistoare
Condensatoare cu poliester
Condensatoare electrolitice normale
Condensatoare electrolitice miniatură
Condensatoare ceramice
Condensatoare hîrtie — uz general
Condensatoare hîrtie metalizate
Condensatoare telefonice
Condensatoare auto
Condensatoare pentru tuburi fluorescente
Cablaje imprimate

DISPOZITIVE SEMICONDUCTOARE:

Transistoare cu germaniu de joasă frecvenţă
— de mică putere
— de medie putere
— de putere
Transistoare cu germaniu de înaltă frecvenţă
— de mică putere
— drift de mică putere
Diode cu germaniu cu contact punctiform
Redresoare cu germaniu de medie putere
Fotodiode cu germaniu
Diode redresoare cu siliciu
— de mică putere
— de putere
Diode Zener de mică putere

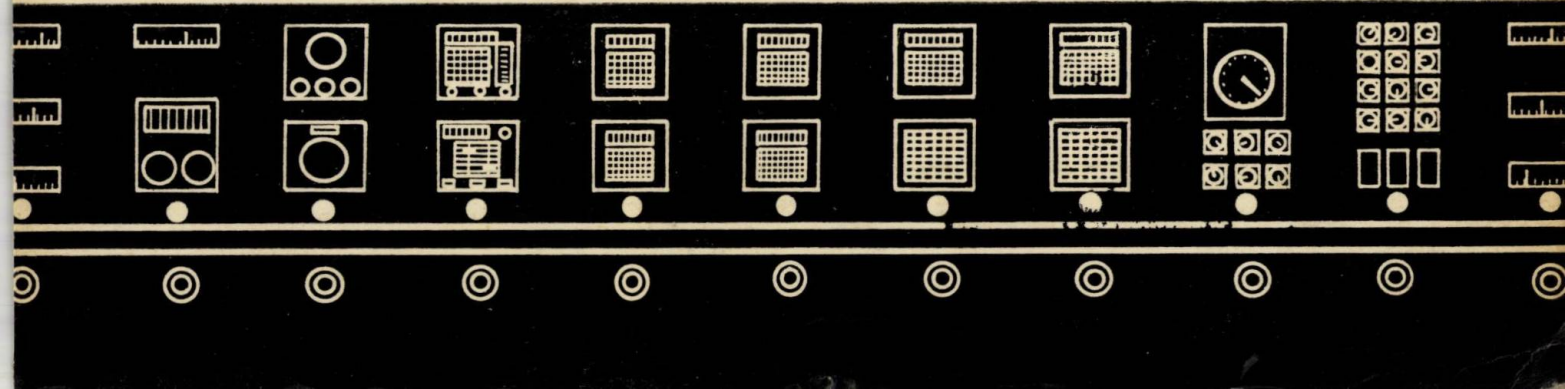
Pentru informaţii suplimentare consultaţi cataloagele noastre

E 2551

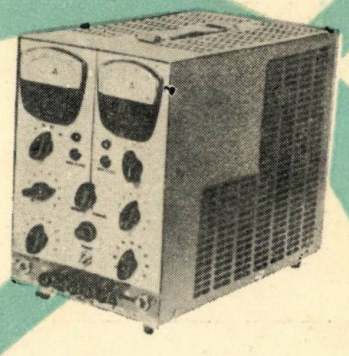
AUTOMATICA ŞI ELECTRONICĂ

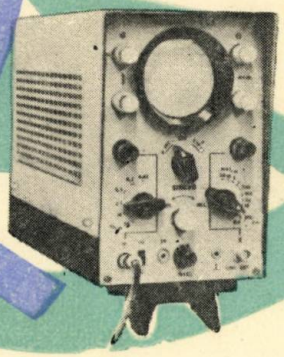
6

AUTOMATICA ŞI ELECTRONICA • BUCUREŞTI • VOLUMUL 13 • Nr. 6 • NOIEMBRIE — DECEMBRIE • 1969



INSTITUTUL DE CERCETĂRI ELECTRONICE





primește comenzi de cercetare de aparate, instalații și materiale electronice cu utilizări în laboratoare și în scopuri industriale pentru toate sectoarele economice din țară.

Institutul execută studii, modele și prototipuri pentru:

- electronica industrială;
- aparate electronice universale și speciale pentru măsurarea mărimilor electrice și neelectrice;
- instalații electronice pentru tratamente termice și defectoscopie;
- aparate și instalații electronice medicale pentru diagnostic, tratamente și proteze;
- materiale magnetice și dielectrice, și piese din ferite pentru radiocomunicații și automatică.

ICE, B-dul Kalinin 18, București

MŰSZAKI KÖNYVTÁR

AUTOMATICA ŞI ELECTRONICA

vol. 13(1969), nr. 6 (noiemb.—decemb.), p. 245—290

CUPRINS

CZ 621.374.5 : 538.652 :621.317.39
Segal A., Bulgacov R. şi *Mârşanu M.* :
Linia de întîrziere magnetostrictivă.
Automatica şi Electronica 13, nr. 6, nov-dec 1969, p. 245—252

Se analizează funcţionarea liniei de întîrziere magnetostrictive, arătîndu-se avantajele modului torsional de propagare a undelor. Se dau criterii de proiectare pentru traductoare şi circuitele transistorizate aferente.

CZ 621.373.431.1 :621.38.049—181.4
Boconcios I. :
Multivibrator astabil realizat cu circuitul integrat μA 709.
Automatica şi Electronica 13, nr. 6, nov-dec 1969, p. 253—254

Articolul conţine descrierea unui multivibrator astabil realizat cu ajutorul circuitului integrat liniar μA 709, acesta din urmă fiind un amplificator operaţional cu numeroase utilizări în schemele calculatoarelor analogice, în sistemele de reglare automată, în aparatura de măsură, în generarea diferitelor funcţii etc.

CZ 681.3.04. : 681.31
Dumitrescu Vl. :
Metodă de sinteză a unui convertor zecimal-binar serie.
Automatica şi Electronica 13, nr. 6, nov-dec 1969, p. 255—260

Dispozitivul prezentat poate fi folosit pentru introducerea manuală a datelor într-un calculator automat de talie mică sau eventual într-un calculator de birou lucrînd în binar.

CZ 681.325.6 :621—501 : 621.876
Dobrescu D.N. :
Circuite proiectate după criteriul siguranţei în funcţionare-cost pentru o instalaţie de comandă pentru ascensoare.
Automatica şi Electronica 13, nr. 6, nov. -dec 1969, p. 260—264

Se expune o metodă de apreciere a siguranţei în funcţionare a circuitelor combinaţionale, cu aplicare la instalaţia de comandă pentru ascensoare.

CZ 681.335.5 :621.374.4 :621.385.6
Comănescu V. :
Circuite de multiplicare şi de divizare a frecvenţei utilizînd tuburi de numărare cu catod rece.
Automatica şi Electronica 13, nr. 6, nov-dec 1969, p. 264—268

Se descriu scheme de multiplicare şi de divizare a frecvenţei cu decatroane, atît cu tuburi electronice, cît şi cu transistoare.

CZ 621.318.1 : 621.38 :621—52
Tanach V. :
Ferite pentru electronică şi automatizări.
Automatica şi Electronica 13, nr. 6, nov-dec 1969, p. 269—271

Se arată realizările din România în cercetarea şi fabricarea feritelor, prezentîndu-se piesele de ferită elaborate în domeniile electronicii, telecomunicaţiilor şi automatizărilor.

CZ 621—55
Alecu-Călusiţă Mioara şi *Lupaş L.* :
Acordarea regulatorului cu eşantionare de ordinul 1 la procesele cu timp mort.
Automatica şi Electronica 13, nr. 6, nov-dec 1969, p. 272—276

Lucrarea se referă la caracteristicile pe care trebuie să le aibă un regulator cu eşantionare şi la modalităţile de acordare a parametrilor acestuia.

CZ 681.335.7 :621—55 :681.3.041
Constantin P. :
Un dispozitiv electronic numeric de diferenţiere cu elemente de comutaţie statică.
Automatica şi Electronica 13, nr. 6, nov-dec 1969, p. 276—279

Se prezintă un dispozitiv numeric de diferenţiere care poate fi utilizat în construcţia regulatoarelor numerice PID.

Actualităţi 280
Noutăţi 283
Recenzii 285
Documentare 287
Cronică 288
Index alfabetic 289

СОДЕРЖАНИЕ

ДК 621.374.5: 538.652: 621.317.39

Сегал А., *Булгаков Р.* и *Мыршану М.*:

Линия магнитострикционного запаздывания.

Automatica şi Electronica 13, № 6, ноябрь—дек 1969, стр. 245—252

Анализируется работа линии магнитострикционного запаздывания, указывая на преимущества крутильного способа распространения волн. Приводятся критерии проектирования для датчиков и соответствующих транзисторных контуров.

ДК 621.373.431.1: 621.38.49—181.4

Бокончиос И.:

Астабильный мультивибратор, осуществленный интегрированным контуром μA 709.

Automatica şi Electronica 13, № 6, ноябрь—дек 1969, стр. 253—254

В статье описывается астабильный мультивибратор, осуществленный при помощи линейного интегрированного контура μA 709, при этом последний является операционным усилителем с многочисленными возможностями использования в схемах аналоговых счетных устройств, в системах автоматической регулировки, в измерительных приборах, при образовании различных функций и пр.

ДК 681.3.04: 681.31

Думитреску Вл.:

Метод синтеза десятично-бинарного сериесного преобразователя.

Automatica şi Electronica 13, № 6, ноябрь—дек 1969, стр. 255—260

Представленное приспособление можно применять для ручного введения данных в автоматическую счетную машину малых габаритов или в счетную машину канцелярского типа, работающую по бинарной системе.

ДК 681.325.6: 621—501: 621.876

Добреску Д. Н.:

Контуры, запроектированные по критерию безопасности работы для установок управления подъемниками.

Automatica şi Electronica 13, № 6, ноябрь—дек 1969, стр. 260—264

Излагается метод оценки безопасности работы комбинированных контуров, применяемых к установкам для управления подьемниками.

ДК 681.335.5: 621.374.4: 621.385.6

Комэнеску В.:

Цепи умножения и распределения частоты с применением счетных трубок с холодным катодом.

Automatica şi Electronica 13, № 6, ноябрь—дек 1969, стр. 264—268

Приводится схема умножения и распределения частоты с декатронами, как электронными лампами, так и транзисторами.

ДК 621.318.1: 621.38: 621—52

Танах В.:

Ферриты для электроники и автоматизации.

Automatica şi Electronica 13, № 6, ноябрь—дек 1969, стр. 269—271

Описаны достижения в Румынии по исследованию и производству ферритов и показаны детали из феррита, разработанные в области электроники, связи и автоматизации.

ДК 621—55

Алеку-Кэлушицэ Миоара и *Лупаш Л.*:

Настройка регулятора с повременным квантованием первого порядка для процессов с простоями.

Automatica şi Electronica 13, № 6, ноябрь—дек 1969, стр. 272—276

В работе излагаются характеристики, которыми должен отличаться регуляртор с повременным квантованием и возможность настройки его параметров.

ДК 681.335.7: 621—55: 681,3.041

Константин П.:

Электронное дифференциальное числовое устройство с элементами статического переключения.

Automatica şi Electronica 13, № 6, ноябрь—дек 1969, стр. 276—279

Дается описание числового дифференциального устройства, приме́нимого к конструкции числового регулятора.

Краткая информация 280
Рецензии 285
Документация 287
Алфавитный указатель 289

MŰSZAKI KÖNYVTÁR DOKUMENTÁCIÓS KÖZPONT 1963

AUTOMATICA şi ELECTRONICA

REVISTĂ TEHNICO-ŞTIINŢIFICĂ DE AUTOMATICĂ, ELECTRONICĂ INDUSTRIALĂ ŞI TEHNICĂ NUCLEARĂ

ORGAN AL MINISTERULUI INDUSTRIEI CONSTRUCŢIILOR DE MAŞINI ŞI AL CONSILIULUI NAŢIONAL AL INGINERILOR ŞI TEHNICIENILOR DIN REPUBLICA SOCIALISTĂ ROMÂNIA

Vol. XIII (pag. 245 — 290) **nr. 6, noiembrie — decembrie** **Bucureşti, 1969**

Ing. A. SEGAL, ing. R. BULGACOV şi ing. M. MÂRŞANU

Linia de întîrziere magnetostrictivă

În ultimii ani, liniile de întîrziere au fost tot mai mult utilizate în cele mai diferite domenii. Liniile de întîrziere şi-au găsit aplicaţii în domeniul calculatoarelor electronice mici, al televiziunii în culori, al radarului etc., în diverse utilizări specifice.

Liniile de întîrziere pot fi clasificate în linii de întîrziere electromagnetice şi acustice. Liniile de întîrziere acustice se împart în două subclase: linii de întîrziere magnetostrictive şi linii de întîrziere cu propagare în medii solide sau lichide a ultrasunetelor.

În cele ce urmează se vor studia numai liniile de întîrziere magnetostrictive. Deseori, liniile de întîrziere magnetostrictive sînt preferate tamburului magnetic şi memoriei cu ferite, datorită preţului lor de cost relativ redus şi vitezei lor de lucru suficient de mari pentru calculatoarele mici. Principiul de funcţionare al acestor linii se bazează pe convertirea semnalului electric în deformare mecanică, urmată de propagarea şi reconvertirea ei în semnal electric. De remarcat stabilitatea bună cu temperatura şi posibilitatea reglării fine a întîrzierii (cîteva μs).

Schema care materializează acest principiu conţine un traductor emiţător, mediul de propagare şi un traductor receptor (fig. 1).

La liniile de întîrziere magnetostrictive se folosesc două moduri de propagare a undelor:

a) modul longitudinal, caracterizat prin faptul că efortul de solicitare este paralel cu direcţia de propagare;

b) modul torsional, la care efortul de solicitare este perpendicular pe direcţia de propagare.

Ca mediu de propagare, conductorii de sîrmă, în comparaţie cu alte medii solide sau lichide, sînt mai ieftini, permit o tehnologie de realizare mult mai simplă într-un volum redus şi oferă posibilitatea asocierii circuitelor cu transistoare.

Reprezentarea semnalului în liniile solide şi lichide se face prin modularea purtătoarei, iar în liniile de conductori de sîrmă, prin impulsuri video, fără a fi necesară existenţa unei purtătoare.

Liniile de întîrziere longitudinale au avantajul simplităţii constructive, dar considerente practice limitează utilizarea lor la întîrzieri de ordinul a 100 μs, pe cînd cele torsionale, constructiv mai complicate, permit obţinerea întîrzierilor de cîteva milisecunde.

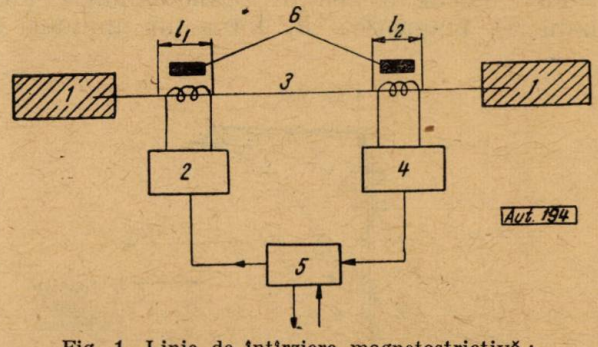


Fig. 1. Linie de întîrziere magnetostrictivă:
1 — amortizoare; *2* — traductor emiţător; *3* — mediu de întîrziere; *4* — traductor receptor; *5* — bloc de control al circulaţiei; *6* — magneţi permanenţi.

1. Fenomenul de magnetostricţiune

Se defineşte prin magnetostricţiune fenomenul caracterizat prin faptul că un material feromagnetic îşi schimbă dimensiunile sub influenţa unui cîmp magnetic exterior (efectul Joule).

Fenomenul invers (efectul Villari) constă în schimbarea proprietăţilor magnetice ale unui material feromagnetic supus unei deformări mecanice.

Se defineşte coeficientul de magnetostricţiune λ prin variaţia relativă a lungimii l

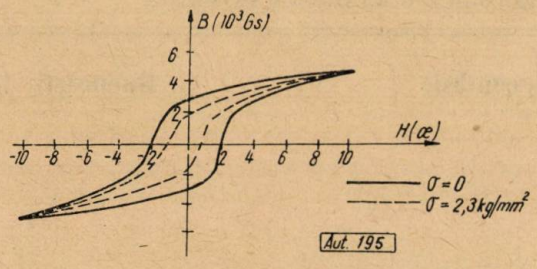


Fig. 2. Curba de magnetizare pentru Ni ($\lambda < 0$).

a unui corp feromagnetic datorită variaţiei unui cîmp magnetic exterior:

$$\lambda = \frac{\Delta l}{l}. \qquad (1)$$

Dacă la variaţia cîmpului magnetic exterior corpul feromagnetic se scurtează, $\lambda < 0$, iar dacă se alungeşte, $\lambda > 0$.

Există o anumită valoare a cîmpului magnetic exterior pentru care se obţine o valoare maximă a coeficientului de magnetostricţiune, denumit coeficient de magnetostricţiune de saturaţie λ_s.

Cînd variaţiile relative ale dimensiunilor unui corp feromagnetic şi variaţiile proprietăţilor magnetice ale corpului sînt mici şi reversibile, există o relaţie termodinamică între inducţia magnetică B, forţa pe unitatea de

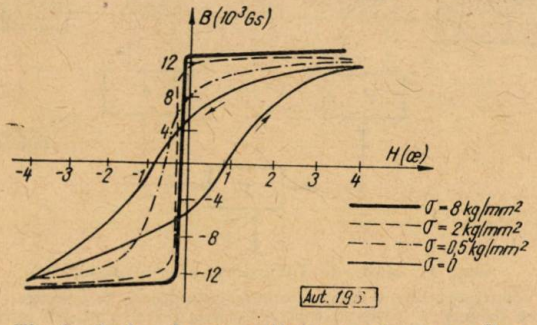


Fig. 3. Curba de magnetizare pentru permalloy 68 ($\lambda > 0$).

secţiune σ şi lungimea l cînd se aplică un cîmp magnetic H:

$$\frac{1}{l} \cdot \frac{\partial l}{\partial H} = \frac{1}{4\pi} \cdot \frac{\partial B}{\partial \sigma}. \qquad (2)$$

Din această relaţie se vede că inducţia magnetică B creşte cu forţa σ cînd $\lambda > 0$ şi scade cînd $\lambda < 0$. Aceste variaţii se ilustrează în figurile 2 şi 3.

Se consideră un domeniu magnetic aflat la o temperatură peste aceea a punctului Curie. La răcire, la punctul Curie, în absenţa unui cîmp magnetic, spinii se aşază paralel cu o direcţie numită direcţia de magnetizare uşoară. Dacă $\lambda > 0$, corpul se alungeşte, iar dacă $\lambda < 0$, corpul se scurtează pe dimensiunea corespunzătoare acestei direcţii [2].

Dacă după răcirea corpului pînă la temperatura camerei se aplică un cîmp magnetic H, spinii se vor roti tinzînd să devină paraleli cu cîmpul magnetic aplicat. Corpul se alungeşte în direcţia lui H, în funcţie de intensitatea cîmpului H (se presupune $\lambda > 0$). Cînd se aplică o forţă paralelă cu H, această forţă va mări deformarea după această direcţie sau o va reduce în funcţie de sensul ei.

Coeficientul de magnetostricţiune este determinat de următorii factori:

— orientarea iniţială a domeniilor magnetice;
— valoarea cîmpului magnetic exterior;

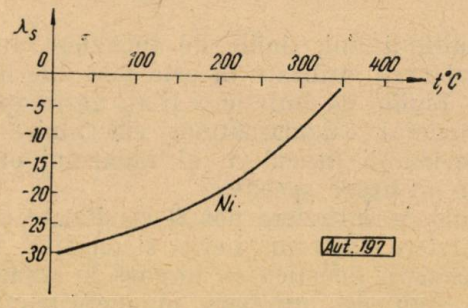


Fig. 4. Variaţia coeficientului de magnetostricţiune de saturaţie cu temperatura (la Ni).

— prezenţa şi mărimea unei forţe de deformare;
— temperatura mediului ambiant (fig. 4).

2. Modul de propagare longitudinal

Ţinînd seamă de notaţiile din figura 1, funcţionarea în mod longitudinal a unei linii de întîrziere magnetostrictive se prezintă astfel: impulsul electric de la intrarea traductorului emiţător *2* modifică cîmpul magnetic în bobină, modulînd cîmpul magnetic care acţionează asupra porţiunii din materialul magnetostrictiv ce se află în cîmpul bobinei (există un cîmp magnetic permanent realizat cu magnetul *6*).

Deformarea mecanică, care apare prin efectul magnetostrictiv Joule, se propagă longitudinal prin linia de întîrziere.

Întîrzierea introdusă de linie depinde de lungimea drumului parcurs şi de viteza de propagare în mediul folosit. Capacitatea de memorare depinde de întîrzierea liniei şi de frecvenţa impulsurilor.

Deformarea mecanică ajungînd la traductorul receptor *4*, are loc efectul Villari. Se modi-

fică reluctanţa bobinei traductorului receptor şi astfel, în prezenţa cîmpului magnetic permanent creat de magnetul *6*, deformarea mecanică este convertită în semnal electric, care este amplificat şi format. Amortizoarele *1* de la capetele liniei sînt necesare pentru a evita reflexiile nedorite ce ar fi putut să apară la capetele libere ale liniei.

Blocul de control al circulaţiei *5* este folosit pentru asigurarea recirculării informaţiei de la ieşire spre intrare, pentru oprirea recirculării, ceea ce înseamnă ştergerea informaţiei înscrise în memorie, cum şi pentru asigurarea înscrierii unei noi informaţii.

S-a realizat astfel o circulaţie continuă în buclă închisă a informaţiei, existînd posibilitatea păstrării şi citirii ei.

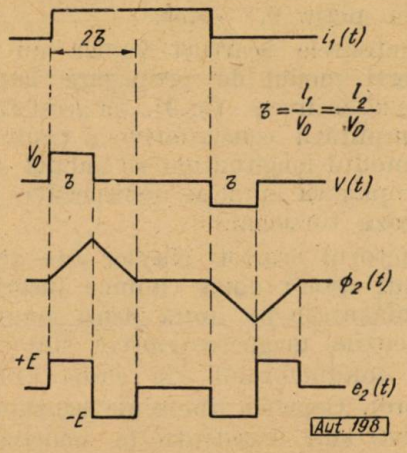


Fig. 5. Formele de undă la o linie de întîrziere magnetostrictivă pentru un impuls de curent la intrare, de durată mai mare decît 2τ.

Datorită variaţiei cu temperatura a întîrzierii mediului elastic de propagare, este posibil ca la fiecare circulaţie să apară o abatere în întîrzierea sistemului. Fenomenul fiind cumulativ, după un număr de circulaţii poate să apară o defazare importantă. Aceasta se poate evita prin resincronizarea informaţiei la fiecare circulaţie.

Pentru schema bloc din figura 1, considerînd traductoarele identice, formele de undă ideale, rezultate în cazul aplicării unor impulsuri de curent diferite la traductorul emiţător, sînt date în figurile 5, 6, 7 şi 8.

În figura 5 se prezintă formele de undă pentru un impuls de curent rectangular cu durată mai mare decît dublul timpului de propagare τ printr-un traductor şi cu un front de creştere dat.

Pentru fiecare front al impulsului de curent $i_1(t)$ la intrarea traductorului emiţător se obţine o variaţie proporţională a fluxului magnetic $\Phi_1(t)$ în bobina traductorului emiţător, care determină apariţia unui impuls de viteză mecanică, de amplitudine V_0 şi de durată egală

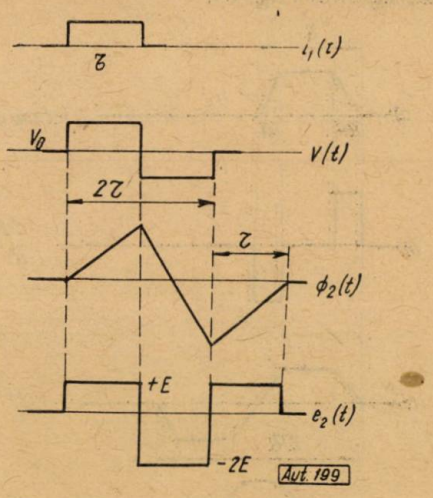


Fig. 6. Formele de undă la o linie de întîrziere magnetostrictivă pentru un impuls de curent la intrare, de durată τ.

cu timpul de propagare prin traductorul emiţător. Fiecare deformare mecanică se propagă prin linia de întîrziere şi, la traductorul receptor, provoacă o variaţie triunghiulară a fluxului magnetic $\Phi_2(t)$ de durată 2τ şi polaritate pozitivă sau negativă, după cum frontul impulsului de curent $i_1(t)$ este crescător sau descrescător. La ieşirea traductorului receptor apare o tensiune $e_2(t)$ proporţională cu derivata fluxului magnetic $\Phi_2(t)$, obţinîndu-se două impulsuri bipolare de tensiune, opuse între ele ca fază.

Dacă la intrarea traductorului emiţător se aplică un impuls de curent rectangular, de

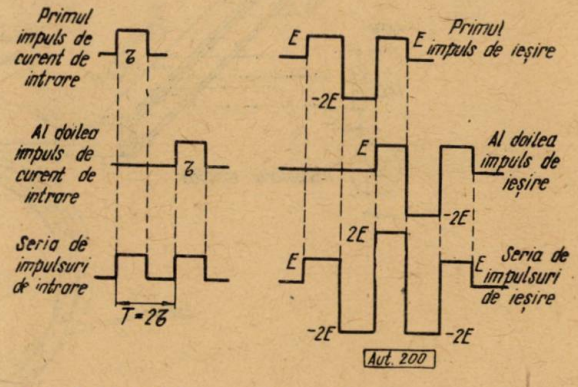


Fig. 7. Distribuirea în timp a impulsurilor alăturate pentru o rezoluţie optimă.

durată egală cu timpul de propagare printr-unul dintre traductoare, la ieşirea traductorului receptor se obţine un impuls care rezultă din însumarea celor două impulsuri bipolare de

tensiune (fig.5), deplasate astfel că alternanţele negative ale impulsurilor se suprapun. În acest caz se obţine o îmbunătăţire a raportului semnal/zgomot (fig. 6).

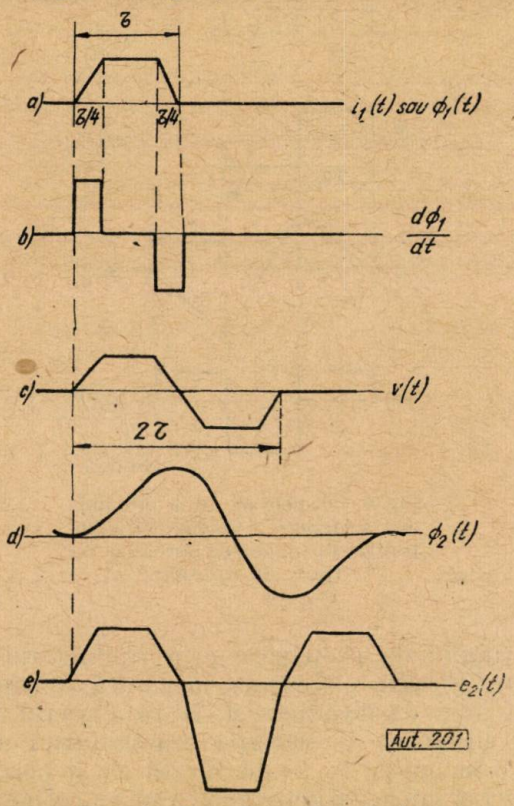


Fig. 8. Formele de undă la o linie de întîrziere magnetostrictivă pentru un impuls de curent de formă trapezoidală la intrare.

Din figura 7 rezultă că perioada T optimă a impulsurilor trebuie să fie dublul intervalului de timp în care deformarea mecanică se propagă prin traductor, astfel ca să se obţină densitatea maximă de circulare a informaţiei simultan cu amplitudinea maximă a semnalului citit la ieşirea sistemului.

Din considerente practice, forma reală a impulsului de curent al traductorului emiţător este trapezoidală.

Dacă curentul de intrare de formă trapezoidală are durata τ, fronturile anterior şi posterior trebuie să fie egale cu $\tau/4$ în cazul ideal (fig. 8) [4].

3. Modul de propagare torsional

3.1. Traductoarele Scarrott-Naylor. Un traductor electromecanic este un dispozitiv care poate converti o energie electrică în energie mecanică sau invers. Raportul dintre energia mecanică de la ieşirea traductorului şi energia electrică de la intrarea lui este K^2, unde K este coeficientul de cuplare electromecanică şi reprezintă raportul dintre semnalul de ieşire şi de intrare la traductor (de obicei K are valori în plaja 0,1—0,5).

Traductoarele Scarrott-Naylor au rolul de a converti modul de propagare longitudinal în torsional şi invers (fig.9). În acest fel, avantajul simplităţii constructive a traductoarelor pentru modul longitudinal se îmbină cu avantajul propagării aproape nedispersive pe liniile ce lucrează torsional.

Traductorul Scarrott-Naylor este realizat în următorul mod: două bobine inseriate sînt strîns înfăşurate pe două benzi magnetostrictive. Benzile magnetostrictive sînt sudate la capătul conductorului de sîrmă (mediul de propagare). Capetele libere ale benzilor magnetostrictive sînt încastrate în amortizoare. În dreptul bobinelor se află un mic magnet permanent a cărui poziţie poate fi reglată. Traductoarele emiţător şi receptor au aceeaşi

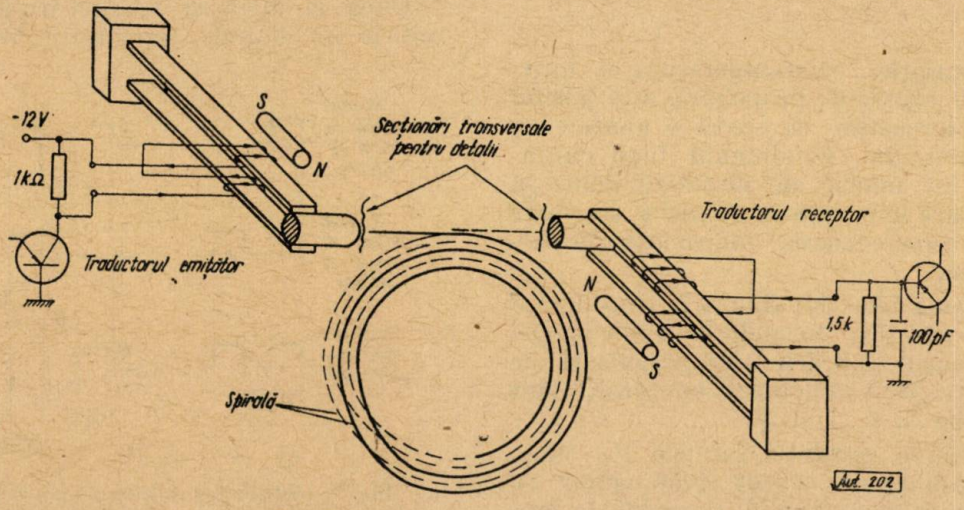


Fig. 9. Traductoarele Scarrott-Naylor.

structură, deosebindu-se numai prin numărul de spire al bobinelor înfăşurate pe benzile magnetostrictive. Magneţii permanenţi au rolul de a asigura punctele de funcţionare pe

curbele de magnetizare, astfel încît să se obţină condiţii optime de lucru.

La traductorul emiţător, bobinele inseriate parcurse de acelaşi curent vor avea cîmpuri magnetice opuse, astfel că benzile magnetostrictive, acţionînd în sensuri opuse asupra capătului conductorului, vor mări elongaţia răsucirii conductorului de sîrmă. Această deformare torsională se propagă pînă la traductorul receptor. Benzile magnetostrictive ale traductorului receptor sînt supuse unor acţiuni de deformare longitudinală, la bornele de citire ale bobinelor acestui traductor apărînd un semnal electric.

În concluzie, sensul curentului în bobinele traductorului emiţător şi poziţiile magneţilor permanenţi faţă de cele două traductoare se aleg pentru a se obţine un semnal electric cît mai mare la ieşirea traductorului receptor.

Pentru a realiza cît mai eficient transferul de energie mecanică de la benzile magnetostrictive la mediul de propagare şi invers este necesară îndeplinirea condiţiei de adaptare a impedanţelor mecanice la convertorul de mod [5].

Din această condiţie se poate determina raportul optim dintre ariile secţiunilor transversale ale benzilor magnetostrictive şi conductorului de sîrmă:

$$\frac{A}{\pi r^2} = \frac{1}{2n} \cdot \sqrt{\frac{\rho_c \cdot E_s}{\rho_b \cdot E}}, \qquad (3)$$

unde:

A este secţiunea transversală a benzii magnetostrictive, mm²;

r — raza conductorului de sîrmă, mm;

n — numărul foilor ce alcătuiesc banda magnetostrictivă;

ρ_c — densitatea materialului pentru conductorul de sîrmă, kg/dm³;

ρ_b — densitatea benzii magnetostrictive, kg/dm³;

E — modulul de elasticitate al lui Young, kgf/mm²;

E_s — modulul de rigiditate, kgf/mm².

Chiar în cazul dimensionării optime, adaptarea impedanţelor rămîne imperfectă datorită condiţiilor de realizare practică (sudarea benzilor la conductorul de sîrmă). Astfel la convertorul de mod apar pierderi de minimum 1—2 dB.

3.2. Dispersii. Curbura conductorului de sîrmă, ce serveşte ca mediu de propagare, poate cauza dispersii importante.

Alegînd modul de propagare torsional, pentru a asigura o întîrziere θ, se obţine avantajul că lungimea conductorului de sîrmă este cu 40% mai mică decît în cazul folosirii modului de propagare longitudinal, deoarece raportul vitezelor de propagare între aceste două moduri de propagare este:

$$\frac{V_T \cdot \theta}{V_L \cdot \theta} \simeq 0{,}6. \qquad (4)$$

Relaţia (4) se verifică uşor considerînd relaţiile:

$$V_T = \sqrt{E_s/\rho},\ V_L = \sqrt{E/\rho} \text{ şi } E_s = \frac{E}{2(1+\sigma)},$$

unde $\sigma = 0{,}3$ pentru majoritatea metalelor.

Cu toate că viteza de propagare torsională a deformării mecanice este de 3 km/s, faţă de 5 km/s la propagarea longitudinală în aliaje de Ni, lungimea conductorului de sîrmă poate ajunge foarte mare (de exemplu, pentru o întîrziere de 3 ms, lungimea conductorului de sîrmă este de 9 m).

Pentru a ocupa un spaţiu rezonabil, conductorul de sîrmă este dispus după o spirală pe unul sau mai multe nivele.

Viteza de propagare torsională a deformării mecanice în cazul conductorului de sîrmă curbat devine:

$$V_T = V_{T_0}\left[1 + \frac{(1+\sigma)\cdot\lambda_T^2}{8\pi^2 R \cdot R_n}\right], \qquad (5)$$

unde:

V_{T_0} este viteza de propagare torsională a deformării mecanice într-un conductor de sîrmă rectiliniu, km/s;

R_n — raza de curbură naturală a conductorului de sîrmă (în colacul de sîrmă livrat în comerţ), cm;

R — raza de curbură forţată a conductorului de sîrmă (pentru a fi dispus în spirală), cm;

λ_T — lungimea de undă pentru modul torsional, cm.

Dispersia de curbură poate fi mult redusă utilizînd un conductor de sîrmă, natural rectiliniu şi curbat forţat după o rază R cît mai mare posibil.

Propagarea longitudinală sau torsională a unei deformări mecanice într-un conductor de sîrmă curbat este însoţită de apariţia unor mişcări parazite. Mişcarea parazită este mult mai redusă în cazul modului de propagare torsional [5].

3.3. Limitări în funcţionarea liniilor de întîrziere magnetostrictive datorită unor caracteristici ale conductorului de sîrmă. Materialul ales pentru conductorul de sîrmă trebuie să aibă un factor Q mare. Se defineşte factorul Q prin relaţia:

$$Q = -\frac{\pi \cdot f \cdot \theta}{\log A_f/A_{f_0}}. \qquad (6)$$

unde A_f/A_{f_0} este atenuarea semnalului de frecvenţa f, kHz, iar θ, ms, întîrzierea liniei [7].

Pentru un conductor de sîrmă de lungime dată, la o anumită frecvenţă, curba de atenuare este practic aceeaşi pentru ambele moduri de propagare a deformării mecanice.

Materialul folosit ca mediu de propagare trebuie să aibă un coeficient de variaţie a întîrzierii cu temperatura cît mai redus. Ţinînd seamă de relaţia $\theta = \frac{l}{V_T}$, se poate calcula coeficientul de variaţie a întîrzierii cu temperatura:

$$\frac{d\theta}{\theta} = \frac{dl}{l} - \frac{dV_T}{V_T}. \qquad (7)$$

Coeficientul de variaţie a vitezei V_T, pentru o variaţie a temperaturii de 1°C, este dat de raportul dV_T/V_T. Întrucît $V_T = \sqrt{E_s/\rho}$, rezultă:

$$\frac{dV_T}{V_T} = \frac{dE_s}{2E_s} - \frac{d\rho}{2\rho}. \qquad (7')$$

Considerînd materialul omogen, variaţia densităţii de material cu temperatura fiind invers proporţională cu variaţia volumului se obţine:

$$\frac{d\rho}{\rho} = -3\frac{dl}{l}. \qquad (7'')$$

Înlocuind relaţiile (7') şi (7'') în relaţia (7) se obţine:

$$\frac{d\theta}{\theta} = -\frac{1}{2}\left(\frac{dl}{l} + \frac{dE_s}{E_s}\right). \qquad (8)$$

Din relaţia (8) se vede că variaţiile dl/l şi dE_s/E_s trebuie să fie aproximativ egale şi de semn opus, pentru ca $\frac{d\theta}{\theta}$ să fie nul.

3.4. Circuite electronice. Linia de întîrziere magnetostrictivă poate fi privită ca un dispozitiv cu intrare în curent şi ieşire în tensiune. S-a arătat mai sus că forma optimă a curentului de intrare în bobina traductorului emiţător este trapezoidală, avînd fronturile crescător şi descrescător egale cu o pătrime din durata impulsului de curent.

De obicei, la emiţător pentru obţinerea acestor forme de undă se utilizează două tipuri de circuite electronice:

1) filtru π trece-jos (fig. 10);

2) o simplă bobină avînd o rezistenţă în derivaţie (fig. 11).

În aceste circuite, bobina traductorului emiţător este considerată o inductanţă pură.

Pentru circuitul din figura 10, valoarea rezistenţei R_e este determinată de amplitudinea impulsului de curent.

Din condiţia de adaptare şi de obţinere a unui impuls trapezoidal de curent de durată τ şi avînd fronturile de $\tau/4$ [3], [9], valorile inductanţei L_e şi a capacităţii C_e se obţin cu ajutorul relaţiilor:

$$L_e = \frac{R_e \cdot \tau}{4}, \quad C_e = \frac{L_e}{2R_e^2}. \qquad (9)$$

În circuitul din figura 11 se consideră fronturile impulsului de atac pe baza transistorului şi fronturile impulsului rezultat în colector, ideale. Impunînd o variaţie de tensiune la ieşire, datorită unei variaţii de curent într-un interval de timp $\tau/4$, rezultă valoarea inductanţei L_e din relaţia:

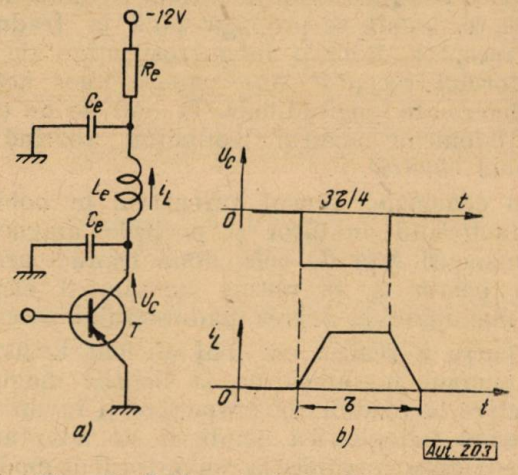


Fig. 10. Bobina traductorului emiţător în configuraţie filtru π trece-jos.

$$\Delta E = -L_e \cdot \frac{\Delta i}{\tau/4}. \qquad (10)$$

În paralel pe inductanţă se dispune o rezistenţă cu rolul de a amortiza oscilaţiile de tensiune ce pot să apară după intervalul de timp $\tau/4$ de la blocarea transistorului. În ambele cazuri, impulsul de comandă aplicat pe baza transistorului trebuie să aibă o durată de 3 $\tau/4$ deoarece impulsul trapezoidal de curent în

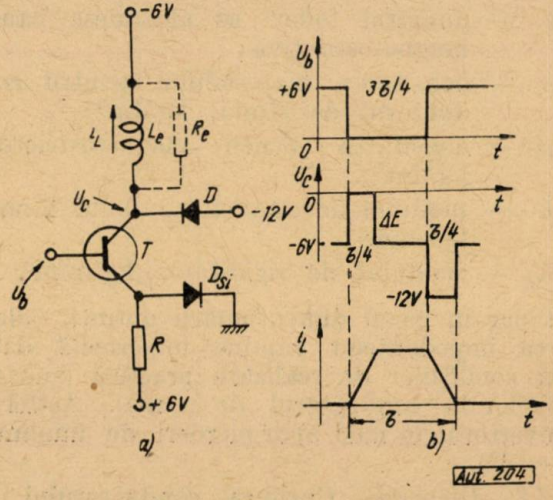


Fig. 11. Bobina traductorului emiţător în circuit derivaţie $L-R$.

bobina traductorului emiţător este prelungit cu $\tau/4$ după momentul blocării transistorului.

La recepţie de obicei se utilizează un circuit electric de tip LCR (fig. 12).

Rezistenţa R_r se alege de circa 1—1,5 kΩ pentru circuitele transistorizate.

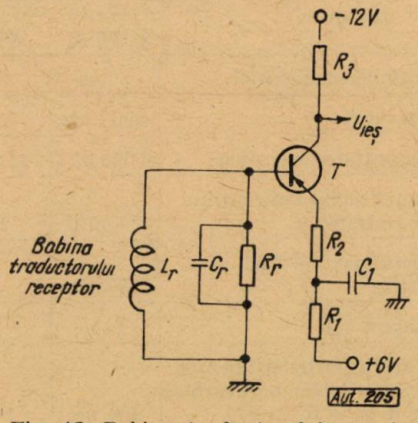


Fig. 12. Bobina traductorului receptor într-un circuit de tip LCR.

Din condiţia de obţinere a unui impuls de ieşire de amplitudine maximă fără a întîrzia frontul anterior rezultă relaţiile de proiectare:

$$L_r = \frac{R_r \cdot \tau}{8}, C_r = \frac{\tau}{8 R_r}. \qquad (11)$$

Datorită atenuării semnalului pe linie (de circa 60 dB), amplitudinea vîrf-vîrf a tensiunii induse în bobina traductorului receptor este cuprinsă în plaja 10—50 mV. Acest semnal de tensiune este amplificat şi format într-un impuls rectangular.

4. Recomandări constructive

4.1. Alegerea materialelor. Materialul folosit pentru benzile traductoare trebuie să fie un material magnetostrictiv cu coeficientul de cuplare electromecanic mare şi coeficient magnetostrictiv mare. Se utilizează mai mult următoarele materiale comerciale:

1) Ni-Fe-Ti. Acest aliaj, avînd Q mecanic relativ bun, se utilizează atît pentru benzile magnetostrictive ale traductorului cît şi pentru confecţionarea mediului de propagare, pentru linii cu o întîrziere de peste 3 ms [10], [11].

Pentru a se obţine o stabilitate maximă cu temperatura, procentul de Ni trebuie să fie 27 sau 44%.

2) Ni-Span C. Acest aliaj se obţine adăugînd Cr aliajului Ni-Fe-Ti, ceea ce îl face mai puţin critic cu tratamentul termic. Se utilizează la întîrzieri mai mici de 2 ms.

Nu este absolut necesar ca mediul de întîrziere să fie magnetostrictiv, deoarece mediul de întîrziere este un mediu elastic de propagare intermediar între traductoarele magnetostrictive. Mediul elastic poate fi constituit din orice metal care are următoarele proprietăţi: Q mecanic mare; coeficient de variaţie a întîrzierii cu temperatura redus; pierderi prin dispersie mici.

Tabela 1

Materialul	Q	$10^6 \cdot \frac{d\theta}{\theta}$
Ni dur	800	148
Coardă de pian	4 550	136
Ni-Span C	2 500	44
Ni-Fe-Ti	4 030	28,8

În tabela 1 se dau valori pentru factorul Q (la 100 kHz) şi coeficientul de variaţie a întîrzierii cu temperatura $\frac{d\theta}{\theta}$ la diverse materiale.

Evident condiţiile unui Q mecanic mare şi a unui coeficient $\frac{d\theta}{\theta}$ mic sînt îndeplinite cel mai bine, simultan, de aliajul Ni-Fe-Ti.

4.2. Realizarea traductoarelor. Pentru o linie de întîrziere, cu o durată de impuls şi o întîrziere date, puterea de rezoluţie a liniei depinde de lungimea efectivă a cîmpului magnetic în bobinele traductoarelor. Constructiv, această lungime efectivă a cîmpului magnetic se delimitează precis prin prinderea capetelor bobinelor în mici oale de ferită, care închid pe un traseu mai scurt liniile cîmpului magnetic. Lungimea efectivă a bobinei este egală cu lungimea fizică a bobinei plus diametrul său. Din relaţia de definiţie a lungimii efective a bobinei rezultă că fluxul de scăpări poate fi redus şi pe calea micşorării diametrului bobinei. Bobina este realizată dintr-o sîrmă subţire o izolaţie de poliuretan, înfăşurată pe o carcasă tubulară confecţionată dintr-un material dielectric. Ca date curent întîlnite se indică: o grosime a peretelui tubular de 0,127 mm (5 mil.), diametrul interior prin care trece banda magnetostrictivă de 0,5—0,75 mm.

Pentru reducerea pierderilor prin curenţi turbionari, grosimea benzii magnetostrictive se ia, practic, de circa 0,127 mm (5 mil.). Secţiunea transversală necesară adaptării impedanţelor mecanice, corespunzătoare grosimii benzii magnetostrictive, se obţine alăturînd 2—4 benzi subţiri de 0,127 mm (5 mil.) fiecare. O bandă magnetostrictivă de lăţime mare ar impune o bobină cu diametrul mare, limitînd frecvenţa de lucru, dacă se păstrează durata impulsurilor. Pe de altă parte, dacă lăţimea benzii este mică, scade semnalul la ieşire. În practică se ia lăţimea benzii magnetostrictive de 0,25—0,5 mm.

La tăierea şi sudarea benzilor magnetostrictive apar tensionări interne ce pot fi înlă-

turate printr-un tratament de refacere a porţiunilor de bandă cuprinse în bobine. Capetele libere ale benzilor magnetostrictive sînt încastrate într-o masă de material amortizor. Benzile magnetostrictive ale traductoarelor sînt sudate la conductorul de sîrmă prin suduri foarte fine, pentru a nu înrăutăţi adaptarea mecanică.

Cîmpul magnetic permanent în bobinele traductoarelor este obţinut cu ajutorul a doi mici magneţi permanenţi, fixaţi în carcase de plastic cu poziţionare reglabilă. Astfel se poate regla amplitudinea semnalului de la ieşire.

4.3. Mediul de întîrziere. Diametrul conductorului de sîrmă se alege mic pentru a reduce dispersia, dar dintr-o relaţie determinată de dimensiunile benzii. Practic, diametrul ia valori de 0,25—1 mm.

Conductorul de sîrmă va fi în spirală, în elice sau combinat. Raza de curbură se va lua astfel încît să nu se tensioneze sîrma prea mult. În general, pentru întîrzieri de peste 3 ms, sîrma se dispune după o elice cu diametrul mediu de peste 25 cm.

Suporţii conductorului de sîrmă trebuie să aibă o suprafaţă de contact cît mai mică şi să nu fie rigizi pentru a nu mări eventualele vibraţii şi pierderi de energie. Din experienţă rezultă ca avantajoasă utilizarea unui material sintetic spongios, suporţii în formă de pieptene fiind plasaţi la circa 15 cm pe circumferinţa spirei medii.

Notă

Liniile de întîrziere magnetostrictive sînt produse pe scară industrială. Mai jos sînt indicate cîteva caracteristici tehnice ale tipurilor de linii magnetostrictive torsionale MT 763 A—2 şi MT 765 A—2, care pot lucra în modurile RZ şi NRZ:

Date tehnice		Tipul liniei	
		MT 763 A-2	MT 765 A-2
RZ	Întîrzierea maximă	5 ms	15 ms
	Frecvenţa	900 kHz	750 kHz
	Capacitatea maximă	4 500 biţi	11 250 biţi
	Amplitudinea curentului de intrare	50 mA	50 mA
	Tensiunea minimă de ieşire	8 mV	5 mV
	Raport S/Z	6 :1	7 :1
	Variaţia întîrzierii pentru o variaţie a temperaturii de la 0 la 50°C	200 ns	600 ns
NRZ	Întîrzierea maximă	5 ms	15 ms
	Frecvenţa	1,8 MHz	1,5 MHz
	Capacitatea maximă	9 000 biţi	22 500 biţi
	Amplitudinea curentului de intrare	50 mA	50 mA
	Tensiunea minimă de ieşire	4 mV	3 mV
	Raport S/Z	4 :1	4 :1
	Variaţia întîrzierii pentru o variaţie a temperaturii de la 0 la 50°C	200 ns	600 ns

BIBLIOGRAFIE

[1] Bowman, D. F. *The magnetostrictive delay line.* În: G. E. C. journal of science and technology, vol. **33**, nr 3, 1966.

[2] Bozorth, P. *Ferromagnetism.* Van Nostrand, 1955.

[3] Rosenberg, L. şi Rothbart, A. *Electrical design of the transducers networks of a magnetostrictive delay line.* I. R. E. nat. conv. rec., 6 pt. 2, 1958.

[4] Brockelsby, C. F., Pallfreeman, J. S. şi Gibson, R. W. *Ultrasonic delay lines.* Iliffe Books, 1964.

[5] Scarrott, G. şi Naylor, R. *Wire-type acoustic delay lines for digital storage.* În: PIEE, 103 B, Suppl. 3, 1956.

[6] Love, A. E. H. *The mathematical theory of elasticity,* 1952.

[7] Mason, W. P. *Physical acoustics and the properties of solids,* 1958.

[8] Dakin, C. J. şi Cooke, C. E. G. *Circuits for digital equipment.* Iliffe Books, 1967.

[9] Meerovici, Zelicenko. *Tehnica impulsurilor,* 1960.

[10] Rothbart, A. şi Brown, A. *Heat treatment of wire for torsional magnetostrictive delay lines.* I. R. E. nat. conv. rec., pt. 6, 1962.

[11] Rothbart, A. şi Brown, A. *Magnetostrictive delay lines.* În: Electronics, april 13, 1962.

Ing. I. BOCONCIOS

Multivibrator astabil realizat cu circuitul integrat μA 709

Circuitul integrat liniar μA 709. Circuitul integrat liniar μA 709, produs de firma SGS —Fairchild, este un amplificator operaţional cu cîştig mare, format din 15 transistoare (13 *npn* şi 2 *pnp*) şi 15 rezistenţe; întreaga schemă

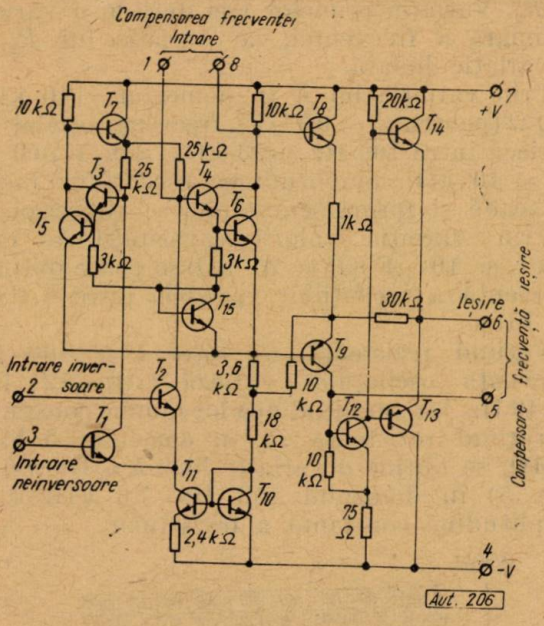


Fig. 1. Schema de principiu a amplificatorului operaţional integrat μA 709

(fig. 1) este realizată pe un substrat de siliciu, cu o suprafaţă de 0,035 mm², şi prezentat într-o capsulă tip To—5 cu opt terminale.

Caracteristicile principale ale amplificatorului sînt următoarele:

- factorul de amplificare 45 000;
- impedanţa de intrare 400 kΩ;
- impedanţa de ieşire 150 Ω;
- deriva cu temperatura 3 μV/°C;
- tensiunea de alimentare ± 9...± 15 V;
- consumul de putere 80 mW;
- temperatura mediului ambiant — 55...+ 125°C;
- tensiunea de intrare, diferenţială ± 5V;
- tensiunea maximă admisibilă între bornele de intrare şi masă ± 10 V;
- amplitudinea maximă a semnalului de ieşire ± 14 V.

În linii mari, amplificatorul operaţional μA 709 cuprinde următoarele etaje principale:

— etajul de intrare, diferenţial, realizat cu ajutorul transistoarelor T_1 şi T_2 (transistoarele T_{10} şi T_{11} constituie o sursă de curent de ordinul 10 μA pentru etajul diferenţial);

— etajul al doilea, amplificator de tensiune, în care amplificarea propriu-zisă este realizată cu ajutorul transistoarelor T_6. În cadrul acestui etaj, transistorul T_5 are rolul de invertor cu factor de amplificare unitar şi asigură în acelaşi timp polarizarea transistorului T_6. Transistoarele T_3 şi T_4 formează împreună cu transistorul T_{15} şi cu transistoarele T_5 — respectiv T_6 — cîte un montaj Darlington modificat, care asigură o bună adaptare a etajului al doilea cu etajul de intrare şi stabilizează etajul al doilea la variaţiile temperaturii. Transistoarele T_7 şi T_8, ce funcţionează ca repetoare pe emitor, au rolul de tampon al etajului al doilea faţă de etajul de intrare, respectiv faţă de etajul de ieşire;

— etajul de ieşire, care funcţionează ca etaj amplificator în clasă *B*, cuprinde transistoarele complementare T_{14} (*npn*) şi T_{15} (*pnp*); transistorul T_{14} comandă montajul în clasă *B*, iar transistorul T_9 (*pnp*) realizează o deplasare în curent continuu a semnalului provenit de la etajul al doilea.

Amplificatorul operaţional μA 709— unul dintre cele mai răspîndite circuite integrate liniare — şi-a găsit numeroase utilizări în diferite scheme utilizate în calculatoarele analogice, sisteme de reglare automată, aparatură de măsură etc.

Un domeniu în care acesta este larg utilizat îl constituie generarea de diferite funcţii, atît liniare cît şi neliniare.

Multivibratorul astabil. În figura 2 este prezentată schema unui multivibrator astabil, realizat cu ajutorul circuitului integrat μA 709 şi şase componente discrete — dintre care capacităţile C_9 şi C_2, ca elemente de compensare.

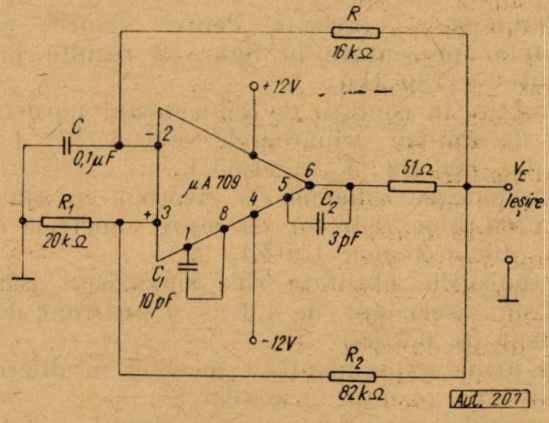


Fig. 2. Multivibrator astabil realizat cu circuitul integrat μA 709.

Schema are două stări stabile de funcţionare: cu ieşire la nivel de saturaţie pozitivă (V_E^+) sau la nivel de saturaţie negativă (V_E^-).

Presupunînd în momentul iniţial ieşirea în valoare de saturaţie pozitivă — V_E^+ — la borna de intrare neinversoare *3* prin circuitul de reacţie R_1—R_2, se va aplica tensiunea:

$$V_3^+ = V_E^+ \frac{R_1}{R_1 + R_2}. \qquad (1)$$

Condensatorul C, încărcat la tensiunea V_E^+, se va descărca pînă cînd tensiunea la borna de intrare inversoare *2* atinge valoarea tensiunii de la borna neinversoare, respectiv V_3^+.

În acest moment circuitul comută rapid în situaţia cu ieşirea la nivel de saturaţie negativ $-V_E^-$, ceea ce face ca la borna neinversoare *3* să se aplice tensiunea:

$$V_3^- = V_e^- \frac{R_1}{R_1 + R_2}. \qquad (2)$$

Circuitul va rămîne în această situaţie timpul necesar ca condensatorul C să se descarce de la valoarea tensiunii avută în momentul comutaţiei $-V_3^+$ — la 0 şi să se încarce la valoarea V_3^-.

În momentul cînd, la borna inversoare, se atinge această valoare, circuitul comută în situaţia cu ieşirea la nivel de saturaţie $-V_E^+$ — etc.

Perioada oscilaţiilor este dată de formula:

$$T = RC \ln \frac{(V_E^+ - V_E^- \cdot B)}{V_E^+ (1 - B)} \cdot \frac{(V_E^- - V_E^+ \cdot B)}{V_E^- (1 - B)}, \qquad (3)$$

unde prin B s-a notat factorul de reacţie:

$$B = \frac{R_1}{R_1 + R_2}.$$

Pentru multivibratorul cu ieşirea simetrică, $V_E^- = -V_E^+$.

Făcînd înlocuirile corespunzătoare în formula (3) şi ţinînd seamă că $\ln a^x = x \ln a$, se obţine pentru acest caz:

$$T = 2RC \ln \left(1 + 2\frac{R_1}{R_2}\right). \qquad (4)$$

Rezultate şi concluzii. Pentru valorile elementelor prezentate în figura 2 rezultă prin calcul $f = 780$ Hz.

Practic, în condiţii de temperatură normală, s-au determinat următoarele valori: $T = 1{,}24$ ms; $f = 806$ Hz; $V_E = 11{,}55$ V.

Alimentarea schemei s-a efectuat cu ajutorul unui bloc redresor cu ieşire simetrică pe două diode Zenner tip ZL 12.

Impulsurile obţinute sînt simetrice, avînd un front ascendent de 1,3 μs şi un front descendent de 0,5 μs.

În urma experimentării schemei în diferite condiţii au rezultat următoarele:

Variaţiile tensiunii de reţea între ± 20% ca şi variaţia sarcinii multivibratorului nu au nici o influenţă asupra frecvenţei oscilaţiilor. Variaţia tensiunii de reţea are asupra amplitudinii oscilaţiilor o influenţă de 0,15‰/V.

Pentru rezistenţe de sarcină mai mari decît 10 kΩ, variaţia acesteia nu influenţează amplitudinea oscilaţiilor. Pentru valori sub 10 kΩ, amplitudinea oscilaţiilor scade, ajungînd la 1,8 V pentru o rezistenţă de sarcină de 50 Ω.

În domeniul de temperaturi 0°...+ 70°C, factorul de variaţie al frecvenţei oscilaţiilor cu temperatura este $f = 0{,}68$‰/°C.

Posibilităţi de comandare a amplitudinii oscilaţiilor prin varierea valorilor unor elemente din schemă nu există, avînd în vedere că amplificatorul lucrează în regim de saturaţie. Amplitudini variabile ale oscilaţiilor se pot obţine culegînd potenţiometric semnalul, la ieşire.

Frecvenţa oscilaţiilor poate fi modificată prin varierea valorilor elementelor R, C, R_1 şi R_2. Variaţia primelor trei duce la o variaţie neliniară a frecvenţei, iar variaţia lui R_2, la o variaţie liniară.

Prin variaţia lui R în domeniul 140 kΩ—500 Ω (pentru $C = 0{,}1$ μF), frecvenţa oscilaţiilor variază între 100 Hz şi 23 kHz. Sub 1 300 Hz ($R = 10$ kΩ), amplitudinea oscilaţiilor începe să scadă şi forma semnalului se alterează.

Prin variaţia valorii capacităţii C între 0,001 şi 10 μF ($R = 25$ kΩ) se poate obţine o frecvenţă a oscilaţiilor variabilă între 2 Hz şi 20 kHz.

Variind rezistenţa R_1 între 1 şi 400 kΩ, frecvenţa oscilaţiilor variază între 12 kHz şi 140 Hz, iar amplitudinea lor rămîne constantă.

Variind rezistenţa R_2 în domeniul 5 kΩ—1 MΩ, se obţine o variaţie liniară a frecvenţei (fig. 3) în domeniul 158 Hz—7,6 kHz şi o amplitudine constantă a oscilaţiilor.

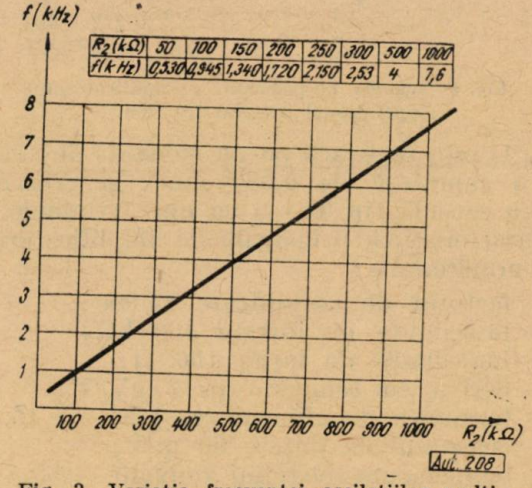


Fig. 3. Variaţia frecvenţei oscilaţiilor multivibratorului funcţie de R_2.

Prin variaţia decadică a capacităţii C în domeniul 1 nF—10 μF şi variaţia continuă a valorii rezistenţei R_2 se poate obţine un generator de impulsuri dreptunghiulare cu frecvenţa variabilă între 2 Hz şi 20 kHz şi amplitudinea impulsurilor de 11,5 V, cu performanţe bune, realizat cu un număr foarte redus de piese, iar prin culegerea potenţiometrică a semnalului la ieşire se pot obţine şi amplitudini variabile.

BIBLIOGRAFIE

[1] Giles, J. *Fairchild semiconductor linear integrated circuits.* Applications handbook.

[2] SGS-Fairchild. *The application of linear microcircuits* aug 1967.

Ing. VL. DUMITRESCU

Metodă de sinteză a unui convertor zecimal-binar serie

Convertoarele zecimal-binare sînt folosite în general pentru operaţia de introducere a datelor într-un calculator. Cînd conversia zecimal-binară nu poate fi efectuată direct, se trece printr-un cod intermediar binar-zecimal Dacă calculatorul este de tip serie, ieşirea din convertor trebuie să fie de asemenea în cod binar serie.

În lucrare se consideră un calculator serie şi se prezintă sinteza unui convertor care realizează trecerea de la sistemul zecimal de scriere a datelor la sistemul de scriere în cod binar-zecimal serie, utilizat mai departe în blocul de calcul propriu-zis.

1. Prezentarea teoretică

Fie un număr zecimal cu n cifre (digiţi) $D_n^*\ D_{n-1}^*\ldots D_k^*\ldots D_2^*\ D_1^*\ D_0^*$. Fiecare digit D_k este codificat în binar pur cu patru poziţii (biţi) $P_3^*\ P_2^*\ P_1^*\ P_0^*$ [1].

Acest cod apare la ieşirea convertorului sub forma codului serie, în ordinea digiţilor începînd cu poziţia de pondere cea mai mică D_0^*.

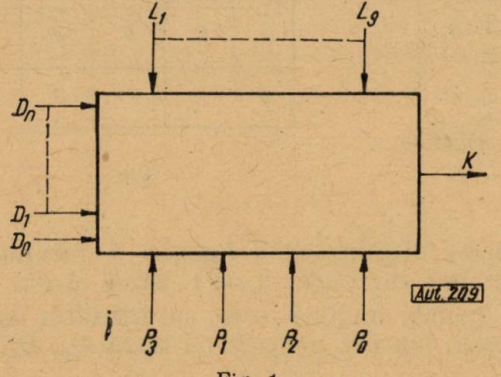


Fig. 1

În schema bloc a convertorului (fig. 1) s-a notat:

- $D_0,\ D_1\ldots D_n$ — intrările corespunzătoare fiecărui digit-timp;
- $P_0,\ P_1,\ P_2, P_3$ — intrările corespunzătoare fiecărui bit-timp.
- $L_0,\ L_1\ldots L_9$ — intrările corespunzătoare unei cifre zecimale (0—9) pe o poziţie oarecare D_k.
- k — ieşirea convertorului.

Prin bit-timp şi digit-timp se înţeleg duratele de timp afectate impulsurilor corespunzătoare fiecărui bit dintr-un digit, respectiv fiecărui digit dintr-un număr zecimal (dintr-un cuvînt) [2].

Este evident că, dacă τs = durata unui bit-timp, un digit-timp va ocupa 4 τs, iar un cuvînt de D_n digiţi va ocupa 4 $\tau D_n s$ (fig. 2).

Se presupune deocamdată că pe intrările $P_0,\ P_1,\ P_2,\ P_3$ şi pe intrările $D_0..D_n$ apar impulsuri în sensul numărării directe. Pe durata fiecărui digit-timp D_k există impuls la intrarea D_k. În acest timp apar impulsuri, în sensul numărării directe, la intrările $P_0,\ P_1,\ P_2,\ P_3$ corespunzînd fiecărui bit-timp. Relativ la intrările $L_0\ldots L_9$, existenţa unui impuls pe oricare intrare L_j $(j = 0\ldots9)$ selectează cifra zecimală j dintr-o poziţie oarecare D_k.

Sinteza logică a convertorului are un caracter secvenţial, dar poate fi redusă la sinteza unei scheme pur combinatorii.

Se observă că:

— dacă $D_k = 1$ (semnal la intrarea D_k), orice $D_{i(i\neq k)} = 0$ (absenţa semnalului la intrarea D_i);

— dacă $P_j = 1$, orice $P_{i(i\neq j)} = 0$;

— pentru un anumit $D_k = 1$ şi $L_p = 1$, orice $L_{m(m\neq p)} = 0$.

În tabela 1 sînt prezentate configuraţiile de stare ale intrărilor şi ieşirilor convertorului pentru, $D_k = 1$.

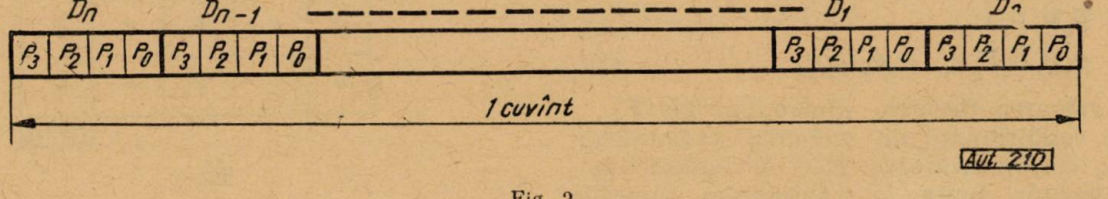


Fig. 2

[1]) Se utilizează numai combinaţiile binare care corespund cifrelor zecimale de la 0 la 9; restul combinaţiilor posibile (de la 9 la 15) sînt considerate drept coduri „ilegale" şi nu sînt interpretate [1]. Ponderea cea mai mică (2°) corespunde poziţiei binare P_0^*.

În continuare se pot obţine tabelele de adevăr pentru fiecare intrare L_j [3]. Se consideră pentru exemplificare tabelele de adevăr pentru $L_1 = 1$; $L_2 = 1$; $L_5 = 1$; $L_9 = 1$ (fig. 3—6).

Tabela 1

P_i \ L_j	$L_0=1$				$L_1=1$				$L_2=1$				$L_3=1$				$L_4=1$				$L_5=1$				$L_6=1$				$L_7=1$				$L_8=1$				$L_9=1$			
P_0	1	0	0	0	1	0	0	0	1	0	0	0	1	0	0	0	1	0	0	0	1	0	0	0	1	0	0	0	1	0	0	0	1	0	0	0	1	0	0	0
P_1	0	1	0	0	0	1	0	0	0	1	0	0	0	1	0	0	0	1	0	0	0	1	0	0	0	1	0	0	0	1	0	0	0	1	0	0	0	1	0	0
P_2	0	0	1	0	0	0	1	0	0	0	1	0	0	0	1	0	0	0	1	0	0	0	1	0	0	0	1	0	0	0	1	0	0	0	1	0	0	0	1	0
P_3	0	0	0	1	0	0	0	1	0	0	0	1	0	0	0	1	0	0	0	1	0	0	0	1	0	0	0	1	0	0	0	1	0	0	0	1	0	0	0	1
F_j	0	0	0	0	1	0	0	0	0	1	0	0	1	0	1	0	0	0	1	0	1	0	1	0	0	1	1	0	1	1	1	0	0	0	0	1	1	0	0	1

$L_1=1$

P_0P_1 \ P_2P_3	00	01	11	10
00	0	0	0	1
01	0	0	0	0
11	0	0	0	0
10	0	0	0	0

Aut. 211

Fig. 3

$L_2=1$

P_0P_1 \ P_2P_3	00	01	11	10
00	0	1	0	0
01	0	0	0	0
11	0	0	0	0
10	0	0	0	0

Aut. 212

Fig. 4

$L_3=1$

P_0P_1 \ P_2P_3	00	01	11	10
00	0	0	0	1
01	0	0	0	0
11	0	0	0	0
10	1	0	0	0

Fig. 5

Se deduc următoarele funcții logice :

$$F'_0 = 0; \quad (1)$$

$$F'_1 = P_0\overline{P}_1\overline{P}_2\overline{P}_3; \quad (2)$$

$$F'_2 = \overline{P}_0P_1\overline{P}_2\overline{P}_3; \quad (3)$$

$$F'_3 = P_0\overline{P}_1\overline{P}_2\overline{P}_3 \cup \overline{P}_0P_1\overline{P}_2\overline{P}_3; \quad (4)$$

$$F'_4 = \overline{P}_0\overline{P}P_2\overline{P}_3; \quad (5)$$

$$F'_5 = P_0\overline{P}_1\overline{P}_2\overline{P}_3 \cup \overline{P}_0\overline{P}_1P_2\overline{P}_3; \quad (6)$$

$$F'_6 = \overline{P}_0P_1P_2\overline{P}_3 \cup \overline{P}_0\overline{P}_1P_2\overline{P}_3; \quad (7)$$

$$F'_7 = P_0\overline{P}_1\overline{P}_2\overline{P}_3 \cup \overline{P}_0P_1\overline{P}_2\overline{P}_3 \cup \overline{P}_0\overline{P}_1P_2\overline{P}_3; \quad (8)$$

$$F'_8 = \overline{P}_0\overline{P}_1\overline{P}_2P_3; \quad (9)$$

$$F'_9 = P_0\overline{P}_1\overline{P}_2\overline{P}_3 \cup \overline{P}_0\overline{P}_1\overline{P}_2P_3. \quad (10)$$

Dar valoarea fiecăreia dintre funcțiile $F'_0 \ldots F'_9$ este condiționată de valoarea variabilelor $L_0 \ldots L_9$ corespunzătoare. Deci în sinteza funcției k trebuie luate în considerare funcțiile logice $F_0 = F'_0L_0$, $F_1 = F'_1L_1 \ldots F_9 = F'_9L_9$.

Expresia generală pentru k este:

$$k = F_0 \cup F_1 \cup F_2 \cup F_3 \cup F_4 \cup F_5 \cup F_6 \cup F_7 \cup F_8 \cup F_9. \quad (11)$$

Forma disjunctivă a funcției k rezultă din observația că, dacă $L_p = 1$, orice $L_{j(j\neq p)} = 0$.

În primă analiză este surprinzător că în expresia funcției logice k nu intră D_0, $D_1 \ldots D_n$.

$L_9=1$

P_0P_1 \ P_2P_3	00	01	11	10
00	0	0	0	1
01	1	0	0	0
11	0	0	0	0
10	0	0	0	0

Aut. 214

Fig. 6.

Aceasta se explică prin faptul că activarea oricărei intrări L_p durează atîta timp cît este activată o intrare pe una dintre pozițiile zecimale D_k, iar schema de conversie lucrează pe fiecare poziție în mod identic. Funcția

logică pentru k poate fi simplificată aşa cum se va arăta după prezentarea realizării fizice a convertorului.

2. Realizarea fizică

Pentru localizarea în timp şi spaţiu a biţilor şi digiţilor se utilizează numărătoare de biţi şi digiţi activaţi de un generator de impulsuri, care este chiar generatorul de tact al calculatorului. Acesta furnizează impulsuri de o anumită frecvenţă fixă determinată.

Primul numărător trebuie să realizeze patru configuraţii distincte, succesive, corespunzătoare numărării de la 0 la 3. El este deci alcătuit din două circuite bistabile şi reprezintă numărătorul de biţi.

Al doilea numărător (numărătorul de digiţi) trebuie să realizeze $2^k = n + 1$ configuraţii distincte, deci el este alcătuit din $k = \dfrac{\log(n+1)}{\log 2}$ celule bistabile.

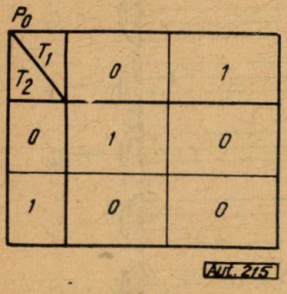


Fig. 7

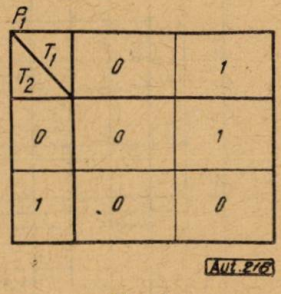


Fig. 8

Dacă se alege $n + 1 = 16$ se deduce:

$$k = \frac{\log 16}{\log 2} = \frac{4 \log 2}{\log 2} = 4.$$

deci sînt necesare patru circuite bistabile.

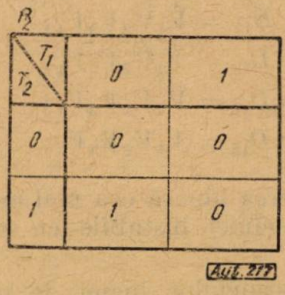


Fig. 9

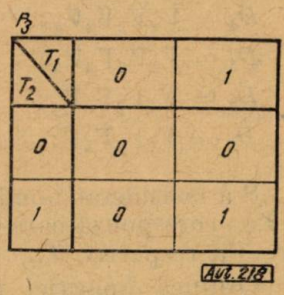


Fig. 10

Se consideră T_1, T_2 ieşirile „de referinţă" ale celor două celule bistabile ale numărătorului de biţi şi V_1, V_2, V_3, V_4 ieşirile „de referinţă" ale celulelor binare ale numărătorului de digiţi. Aceste ieşiri se utilizează în sinteza pur combinatorie a termenilor logici $P_0 \ldots P_3$, respectiv $D_0 \ldots D_n$. Se obţin tabelele de adevăr din figurile 7—10. Din tabele se obţin funcţiile logice:

$$P_0 = \overline{T}_1\overline{T}_2, \quad P_1 = T_1\overline{T}_2, \quad P_2 = \overline{T}_1 T_2, \quad P_3 = T_1 T_2 \tag{12}$$

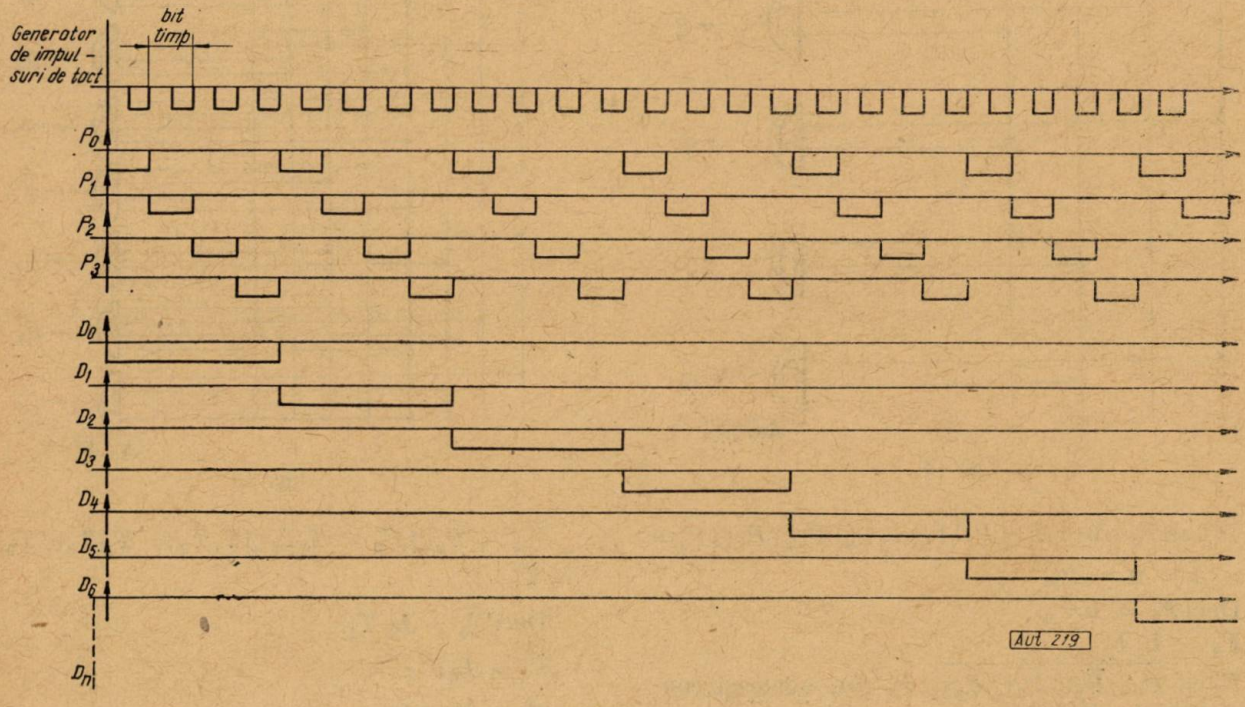


Fig. 11

În mod analog pentru numărătorul de digiți se obține :

$$
\begin{aligned}
D_0 &= \overline{V}_1\overline{V}_2\overline{V}_3\overline{V}_4; & D_8 &= \overline{V}_1\overline{V}_2\overline{V}_3V_4;\\
D_1 &= V_1\overline{V}_2\overline{V}_3\overline{V}_4; & D_9 &= V_1\overline{V}_2\overline{V}_3V_4;\\
D_2 &= \overline{V}_1V_2\overline{V}_3\overline{V}_4; & D_{10} &= \overline{V}_1V_2\overline{V}_3V_4;\\
D_3 &= V_1V_2\overline{V}_3\overline{V}_4; & D_{11} &= V_1V_2\overline{V}_3V_4; \qquad (13)\\
D_4 &= \overline{V}_1\overline{V}_2V_3\overline{V}_4; & D_{12} &= \overline{V}_1\overline{V}_2V_3V_4;\\
D_5 &= V_1\overline{V}_2V_3\overline{V}_4; & D_{13} &= V_1\overline{V}_2V_3V_4;\\
D_6 &= \overline{V}_1V_2V_3\overline{V}_4; & D_{14} &= \overline{V}_1V_2V_3V_4;\\
D_7 &= V_1V_2V_3\overline{V}_4; & D_{15} &= V_1V_2V_3V_4;
\end{aligned}
$$

S-a considerat ponderea binară cea mai mică (2°), corespunzătoare celulei bistabile cu ieșire V_1, respectiv T_1.

Ordinea apariției termenilor logici de mai sus se poate urmări pe diagrama din figura 11.

Schemele corespunzătoare funcțiilor logice (12) și (13) reprezintă două decodificatoare simple cu elemente ȘI (fig. 12—13).

Revenind la funcțiile logice stabilite anterior (1)—(10), se poate trece la simplificarea lor [4].

Astfel :

$$F_1 = L_1P_0\overline{P}_1\overline{P}_2\overline{P}_3 = L_1F'_1;$$

$$F'_1 = \overline{\overline{P}_0 \cup P_1 \cup P_2 \cup P_3} = \overline{\overline{P}}_0.$$

deoarece dacă :

$P_0 = 1$ $P_1, P_2, P_3 = 0$ și deci $F'_1 = \overline{\overline{P}}_0 = P_0$

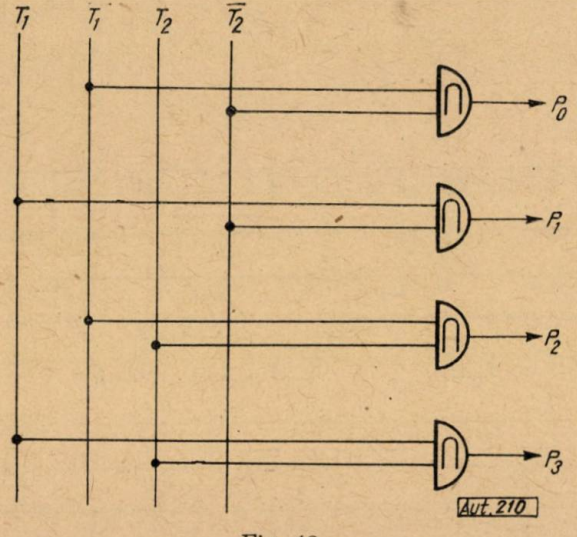


Fig. 12

$P_0 = 0$ $F'_1 = \overline{0 \cup P_1 \cup P_2 \cup P_3} = \overline{1 \cup P_1 \cup P_2 \cup P_3} =$
$= \overline{1} = 0 = P_0.$

Deci $F_1 = L_1P_0.$

$F_2 = L_2F'_2;$

$F'_2 = \overline{P_0 \cup \overline{P}_1 \cup P_2 \cup P_3} = P_1$ din aceleași considerente ca mai sus.

Deci $F_2 = L_2P_1.$

$F_3 = L_3F'_3$

$F'_3 = P_0 \cup P_1 = \overline{T}_1\overline{T}_2 \cup T_1\overline{T}_2$ (relația 12);

$F'_3 = \overline{T}_2(\overline{T}_1 \cup T_1) = \overline{T}_2.$

Deci $F_3 = L_3\overline{T}_2.$

$F_4 = L_4F'_4;$

$F'_4 = \overline{P}_0\overline{P}_1P_2\overline{P}_3 = P_2.$

Deci $F_4 = P_2L_4.$

$F_5 = L_5F'_5;$

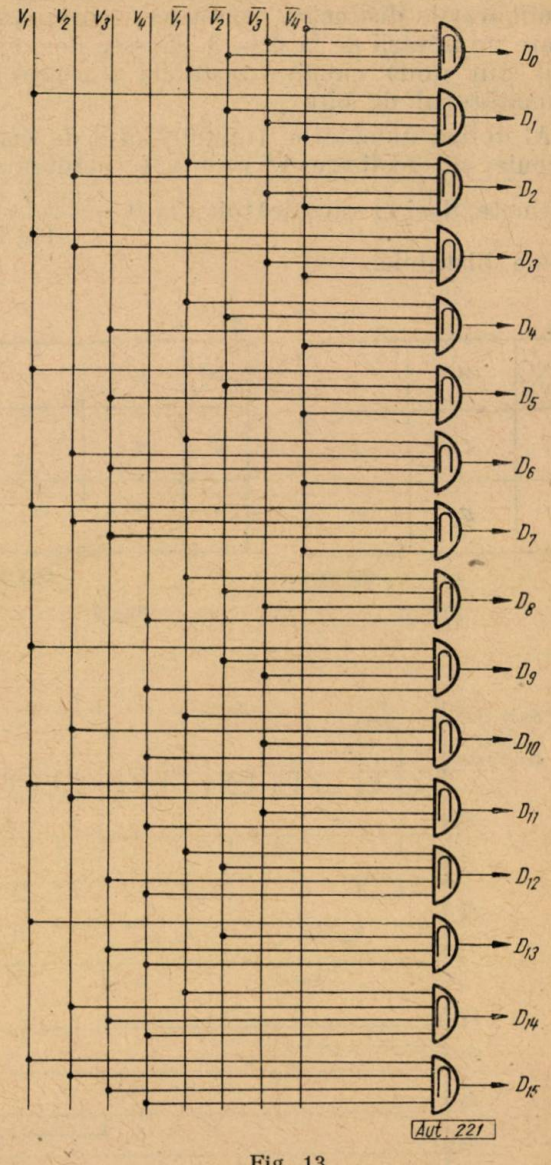


Fig. 13

$F'_5 = P_0 \cup P_2 = \overline{T}_1\overline{T}_2 \cup \overline{T}_1T_2 = \overline{T}_1(\overline{T}_2 \cup T_2) =$
$= \overline{T}_1.$

Deci $F_5 = L_5\overline{T}_1.$

$F_6 = L_6F'_6;$

$F'_6 = P_1 \cup P_2.$

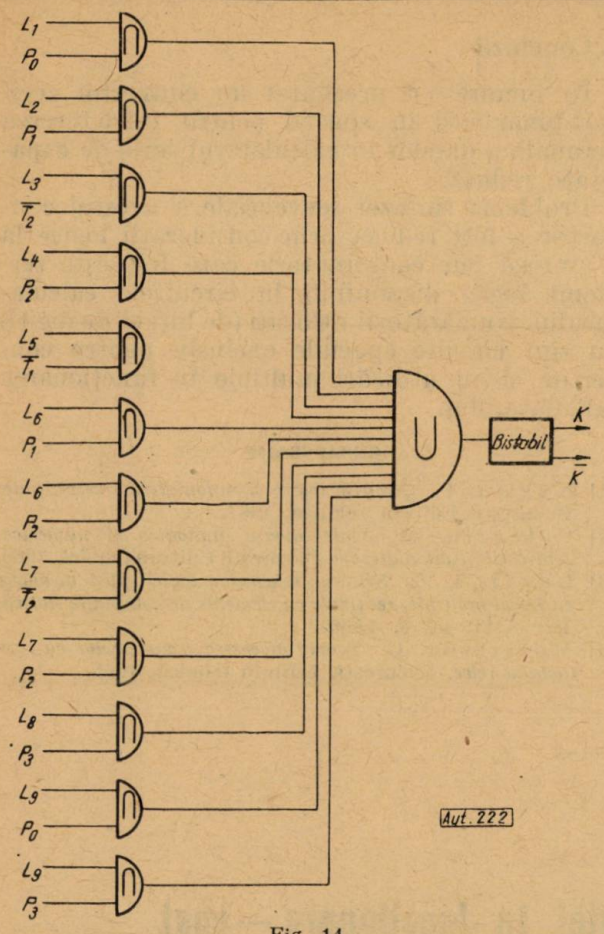


Fig. 14

Deci $F_6 = L_6 (P_1 \cup P_2)$.

$F_7 = L_7 F'_7$;

$F'_7 = P_0 \cup P_1 \cup P_2 = \overline{T}_2 \cup P_2$.

Deci $F_7 L_7 (\overline{T}_2 \cup P_2)$.

$F_8 = L_8 F'_8$;

$F'_8 = \overline{P_0 \cup P_1 \cup P_2 \cup \overline{P}_3} = P_3$.

Deci $F_8 = L_8 P_3$.

$F_9 = L_9 F'_9$

$F'_9 = P_0 \cup P_3$.

Deci $F_9 = L_9 (P_0 \cup P_3)$.

Expresia generală a funcţiei logice pentru ieşirea din convertor se obţine înlocuind în relaţia (11) pe $F_0 \ldots F_9$, deci $k = L_1 P_0 \cup L_2 P_1 \cup$

$$\cup L_3 \overline{T}_2 \cup L_4 P_2 \cup L_5 \overline{T}_1 \cup L_6 P_1 \cup L_6 L_2 \cup L_7 \overline{T}_2 \cup$$
$$\cup L_7 P_2 \cup L_8 P_3 \cup L_9 P_0 \cup L_9 P_3. \qquad (14)$$

Din relaţia (14) se deduce schema logică a convertorului (fig. 14).

Ieşirea (k) din convertor atacă o celulă bistabilă cu o singură intrare, care basculează la apariţia fiecărui impuls, obţinîndu-se pe ieşirea K impulsuri în cod binar serie utilizate în continuare în blocul de calcul.

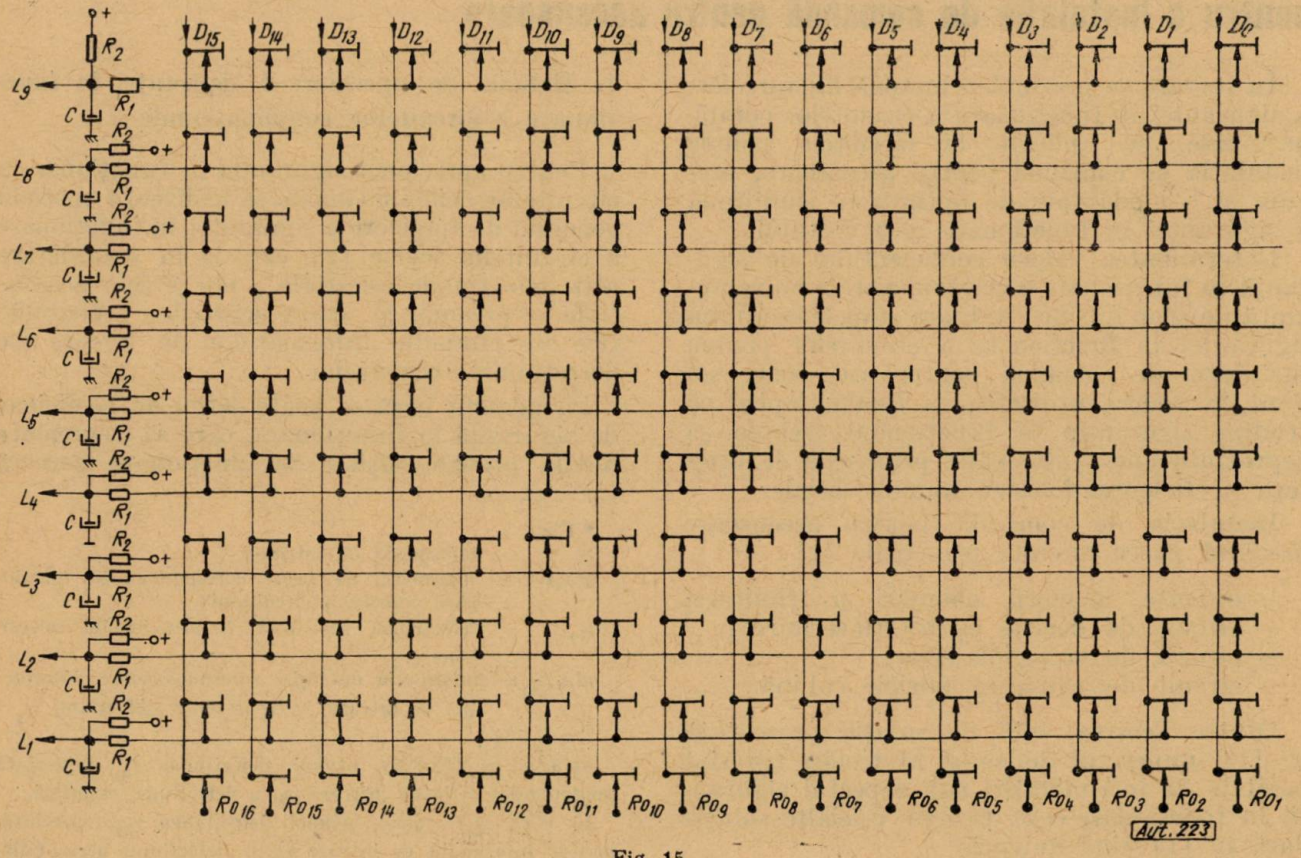


Fig. 15

Intrările $P_0 \ldots P_3$, T_1, T_2, $\overline{T}_1$, $\overline{T}_2$ sînt disponibile de la numărătorul de biţi şi de la decodificatorul de la ieşirea acestuia.

Selectarea cifrei zecimale (termenii $L_1 \ldots L_9$), care trebuie convertită în binar pe o poziţie D_k, se realizează cu o matrice de contacte care reprezintă tastatura numerică de introducere manuală a datelor (fig. 15).

Rezistenţele R_1, R_2 şi condensatorul C servesc ca divizori pentru obţinerea unui anumit nivel de tensiune la ieşirile $L_1 \ldots L_9$.

Numărul maxim de cifre zecimale ale numărului de convertit este 16. Prin adăugarea de noi celule binare la numărătorul de digiţi şi de noi rînduri de contacte în matricea de contacte se pot converti numere zecimale oricît de mari. Practic, mărirea numărului de cifre zecimale este limitată de capacitatea memoriei calculatorului.

3. Concluzii

În lucrare s-a prezentat un convertor zecimal-binar util în special pentru introducerea manuală a datelor în calculatorul serie de capacitate redusă.

Problema sintezei secvenţiale a acestui convertor a fost redusă prin consideraţii logice la o sinteză pur combinatorie care foloseşte termenii logici disponibili în circuitele calculatorului. Numărătorii utilizaţi (de biţi şi de digiţi) nu sînt circuite speciale exclusiv pentru convertor ci au utilizări multiple în funcţionarea calculatorului.

BIBLIOGRAFIE

[1] Naslin, P. *Circuite logice şi automatizări secvenţiale.* Bucureşti, Editura tehnică, 1967.
[2] Pélegrin, M. *Calculatoare analogice şi numerice. Aplicaţii în automatizări.* Bucureşti, Editura tehnică, 1966.
[3] Lazăr, I. S. *Sinteza schemelor logice fără memorie cu ieşiri multiple, realizate cu elemente de comutaţie statică.* În: AMT, nr. 6, 1966.
[4] Moisil, Gr. C. *Teoria algebrică a sistemelor cu contacte şi relee.* Bucureşti, Editura tehnică, 1965.

Matematician D. N. DOBRESCU

Circuite proiectate după criteriul siguranţei în funcţionare — cost pentru o instalaţie de comandă pentru ascensoare

În lucrare se prezintă o metodă de apreciere a siguranţei în funcţionare a circuitelor combinaţionale, cu aplicare la circuitele pentru instalaţia de comandă pentru ascensoare, precum şi o modalitate de optimizare simultană a siguranţei în funcţionare şi a costului.

Determinarea valorii coeficientului de siguranţă în funcţionare a oricărui sistem nu reprezintă un scop în sine : în toate etapele studiului siguranţei în funcţionare a circuitelor pentru instalaţia de comandă pentru ascensoare s-a avut în vedere utilitatea sa finală, faptul că studiul siguranţei în funcţionare trebuie să reprezinte una dintre căile principale de creştere a eficienţei folosirii muncii sociale.

Instalaţia de comandă pentru ascensoare prezintă patru circuite principale [1] :

— circuite memorii chemări şi trimitere;
— circuit de decizie oprire (încetinire) ;
— circuit de comandă sens ;
— circuit de urmărire poziţie cabină.

Dintre acestea, faţă de soluţia prezentată în [1], numai al doilea şi al treilea tip sînt pasibile de îmbunătăţiri sub aspectul siguranţă în funcţionare-cost, pentru celelalte soluţia dată în [1] fiind univocă.

1. Metoda de apreciere a siguranţei în funcţionare a circuitelor combinaţionale

Pentru aprecierea siguranţei în funcţionare a circuitelor combinaţionale se utilizează metoda generală de apreciere a siguranţei în funcţionare a circuitelor logice [2], care ia în considerare atît defecţiunile esenţiale , cît şi cele neesenţiale *, precum şi caracteristicile probabilistice ale cîmpului informaţiilor de intrare ale defecţiunilor circuitelor.

Pe această bază se poate defini un coeficient de siguranţă în funcţionare, care să reprezinte media probabilităţilor de funcţionare corectă

---

* Fie :
x_i — informaţia de intrare ;
$y(x_i)$ — informaţia de ieşire corespunzătoare funcţionării corecte a circuitului ;
z_{kj} — defecţiunea de tip k a elementului component j ;
$y(x_i, z_{kj})$ — informaţia de ieşire corespunzătoare informaţiei de intrare x_i în prezenţa defecţiunii z_{kj}

Dacă [3] :

a) $y(x_i, z_{kj}) \neq y(x_i)$, atunci defecţiunea z_{kj} reprezintă pentru informaţia de intrare x_i, o defecţiune esenţială ;

b) $y(x_i, z_{kj}) = y(x_i)$, atunci defecţiunea z_{kj} reprezintă pentru informaţia de intrare x_i, o defecţiune neesenţială,

a circuitului în cazul unei defecţiuni esenţiale, pe care îl notăm cu $D(L)$ şi care este dat de relaţia :

$$D(L) = \frac{1}{n} \sum_{j=1}^{n} \left[1 - \frac{\sum_{k=1}^{r_j} f_{kj}\, n_{kj}}{2^m \sum_{k=1}^{r_j} f_{kj}} \right], \qquad (1)$$

în care s-a notat cu :

- n_{kj} — numărul de defecţiuni esenţiale care pot apărea în elementul j în cazul apariţiei unei defecţiuni de tip k ;
- m — numărul intrărilor circuitului logic ;
- n — numărul de elemente logice componente ale circuitului ;
- r_j — numărul de defecţiuni posibile ale elementului j ;
- f_{kj} — ponderea defecţiunilor de tip k a elementului j.

2. Analiza circuitului de decizie oprire pentru staţia „n" (încetinire)

În [1], pe baza funcţiei booleene :

$$\Phi_n = \overline{\overline{b_n\, \tau_n\, \bar{d}\bar{h}\, \tau_n\, a_{un}\, g_n^s}\; \overline{\bar{d}\bar{h}\, \tau_n\, a_{cn}\, g_n^j}},$$

unde :

- a_{un} este comanda de chemare urcare la staţia „n" ;
- a_{cn} — comanda de chemare coborîre la staţia „n" ;
- b_n — comanda trimitere ;
- d — funcţionare cu însoţitor ;
- g_n^j — sens de deplasare jos la staţia „n" ;
- g_n^s — sens de deplasare sus la staţia „n" ;
- h — semnal de sesizare a depăşirii sarcinii admisibile ;
- τ_n — cabina intră în zona staţiei „n" ;
- Φ_n — comandă de încetinire la staţia „n",

s-a realizat acest circuit ca în figura 1 (L_1). Pe baza sintezei funcţiei booleene Φ_n, aceasta se poate scrie :

$$\Phi_n = \tau_n\, [b_n + \bar{d}\bar{h}\, (a_{un}\, g_n^s + a_{cn}\, g_n^j)],$$

a cărei realizare este circuitul din figura 2 (L_2), şi :

$$\Phi_n = \tau_n\, (b_n + \bar{d})\; (b_n + \bar{h})\, (b_n + a_{cn} + a_{un})\, (b_n + + a_{cn} + g_n^s)\, (b_n + a_{un} + g_n^j)\; (b_n + g_n^s + g_n^j),$$

a cărei realizare este circuitul din figura 3 (L_3).

Avînd în vedere că toate schemele din figurile 1—3 sînt construite cu elemente NICI, se consideră pentru modulul NICI următoarele tipuri de defecţiuni ale căror ponderi f_{kj} sînt specificate în paranteză, pe baza rezultatelor

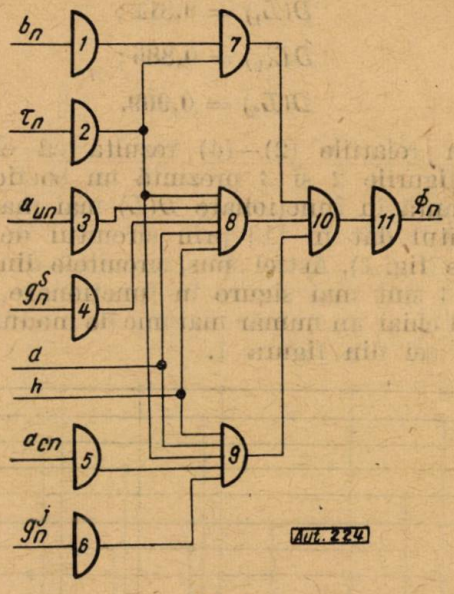


Fig. 1

asupra intensităţilor defecţiunilor indicate în [4] :

$k = 1$ — întrerupere emitor (2) ;
2 — întrerupere bază (1) ;
3 — întrerupere colector (2)

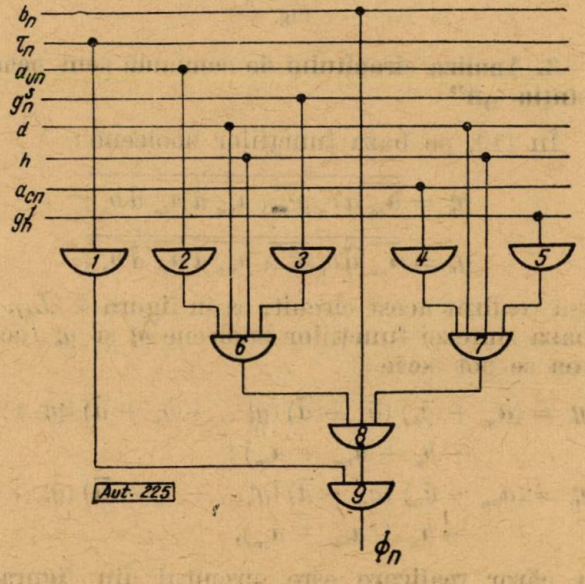


Fig. 2

4 — scurtcircuit emitor-bază (1) ;
5 — scurtcircuit emitor-colector (20) ;
6 — scurtcircuit bază-colector (4) ;
7 — întrerupere rezitenţă-colector, R_c (2) ;
8 — întrerupere rezistenţă bază R_b (2) ;
9—13 — întrerupere rezistenţă de intrare (2).

Conform metodicii din § 1, calculîndu-se elementele matricei (n_{kj}) pentru circuitele L_1—L_3, se găseşte că :

$$D(L_1) = 0{,}811\,; \tag{2}$$

$$DL(_2) = 0{,}885\,; \tag{3}$$

$$D(L_3) = 0{,}909. \tag{4}$$

Din relaţiile (2)—(4) rezultă că circuitele din figurile 2 şi 3 prezintă un coeficient de siguranţă în funcţionare $D(L)$ mai mare decît circuitul dat în [1] prin circuitul de decizie oprire (fig. 1). Astfel spus, circuitele din figurile 2 şi 3 sînt mai sigure în funcţionare, primul avînd chiar un număr mai mic de module NICI decît cel din figura 1.

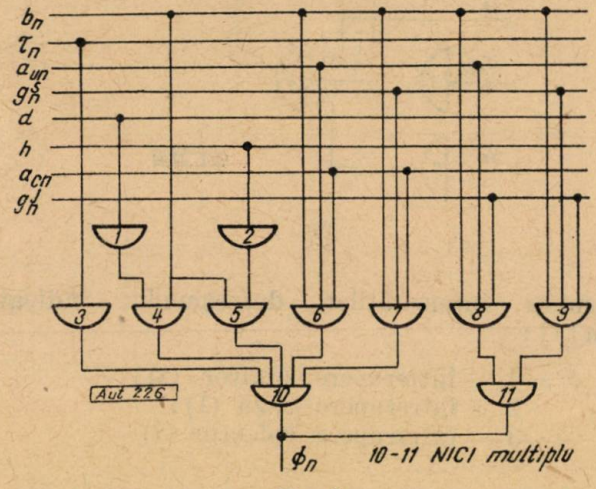


Fig. 3

3. Analiza circuitului de comandă sens pentru staţia „n"

În [1], pe baza funcţiilor booleene :

$$g_n^j = \overline{a_{cn}\,\bar{d}\,c_n\,g_{n-1}^j\,a_{un}\,\bar{d}\,a_{cn}\,\bar{d}\,b_n}\,;$$

$$g_n^s = \overline{a_{un}\,\bar{d}\,c_n\,g_{n-1}^s\,a_{un}\,\bar{d}\,a_{cn}\,\bar{d}\,b_n}\,,$$

s-a realizat acest circuit, ca în figura 4 (L_4). Pe baza sintezei funcţiilor booleene g_n^j şi g_n^s, acestea se pot scrie :

$$g_n^j = (a_{cn} + \bar{c}_n)(\bar{c}_n + \bar{d})(g_{n-1}^j + b_n + \bar{d})(g_{n-1}^j + b_n + a_{un} + a_{cn})\,;$$

$$g_n^s = (a_{un} + \bar{c}_n)(\bar{c}_n + \bar{d})(g_{n-1}^s + b_n + \bar{d})(g_{n-1}^s + b_n + a_{un} + a_{cn}),$$

a căror realizare este circuitul din figura 5 (L_5), şi :

$$g_n^j = (a_{cn} + \bar{c}_n)(\bar{c}_n + \bar{d})(g_{n-1}^j + b_n + \bar{d})(g_{n-1}^j + b_n + a_{un} + a_{cn})(g_{n-1}^j + b_n + a_{cn} + \bar{d})\,;$$

$$g_n^s = (a_{un} + \bar{c}_n)(\bar{c}_n + \bar{d})(g_{n-1}^s + b_n + \bar{d})(g_{n-1}^s + b_n + a_{un} + a_{cn})(g_{n-1}^s + b_n + a_{un} + \bar{d}),$$

a căror realizare este circuitul din figura 6 (L_6).

Calculîndu-se ce semnale se obţin la ieşire, în cazul în care se consideră pentru modulul NICI tipurile de defecţiuni descrise mai sus,

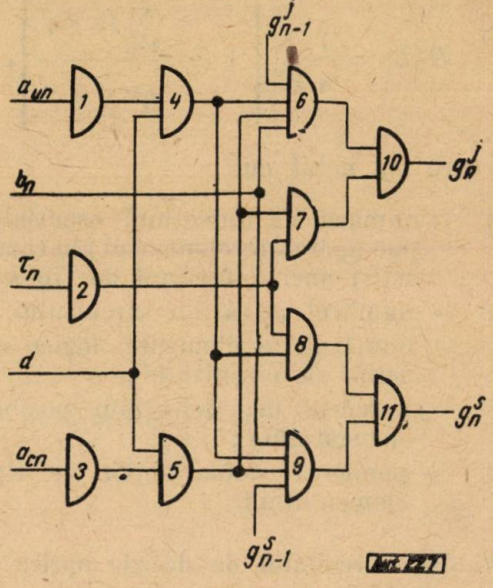


Fig. 4

se obţine matricea (n_{kj}) pentru fiecare circuit şi fiecare ieşire, de unde, conform metodologiei din § 1, rezultă că :

$D(L_4$ — pentru ieşirea $g_n^j) = D(L_4$ — pentru ieşirea $g_n^s) = 0{,}8472\,;$ (5)

$D(L_5$ — pentru ieşirea $g_n^j) = D(L_5$ — pentru ieşirea $g_n^s) = 0{,}8653\,;$ (6)

$D(L_6$ — pentru ieşirea $g_n^j) = D(L_6$ — pentru ieşirea $g_n^s) = 0{,}8823.$ (7)

Dar avînd în vedere că :

$D(L_i) = D(L_i$ — pentru ieşirea $g_n^j) \times D(L_i$ — — pentru ieşirea $g_n^s)$, pentru $i = 4,\ 5,6,$ (8)

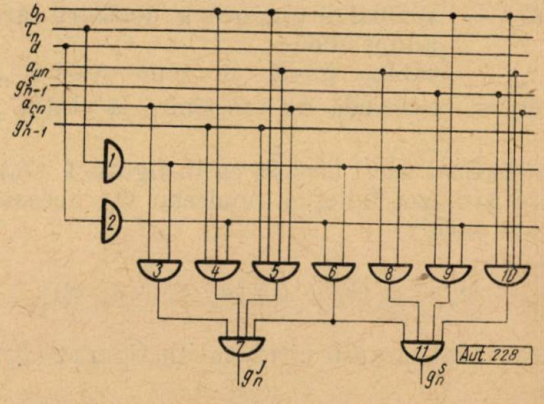


Fig. 5

rezultă din relaţiile (5)—(7) că :

$$D(L_4) = 0{,}7377\,; \tag{9}$$

$$D(L_5) = 0{,}7487\,; \tag{10}$$

$$D(L_6) = 0{,}7784. \tag{11}$$

Din relaţiile (9)—(11) rezultă că circuitele din figurile 5 şi 6 prezintă un coeficient de siguranţă în funcţionare mai mare decît circuitul dat în [1] pentru circuitul de comandă

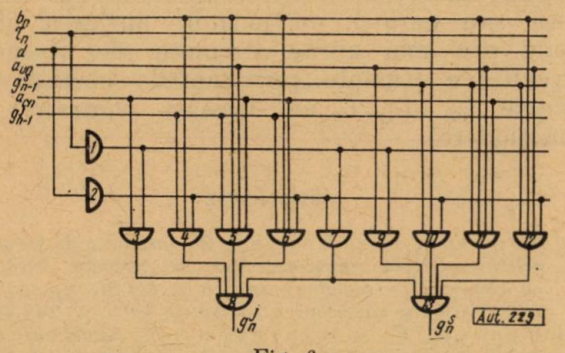


Fig. 6

sens. Altfel spus, circuitele din figurile 5 şi 6 sînt mai sigure în funcţionare, primul avînd acelaşi număr de elemente ca cel din figura 4.

4. Analiza circuitelor de decizie oprire şi comandă sens după criteriul siguranţei în funcţionare-cost

În cele ce urmează pentru uşurinţă se vor denumi pe scurt circuitele de decizie oprire şi comandă sens luate împreună-sistem.

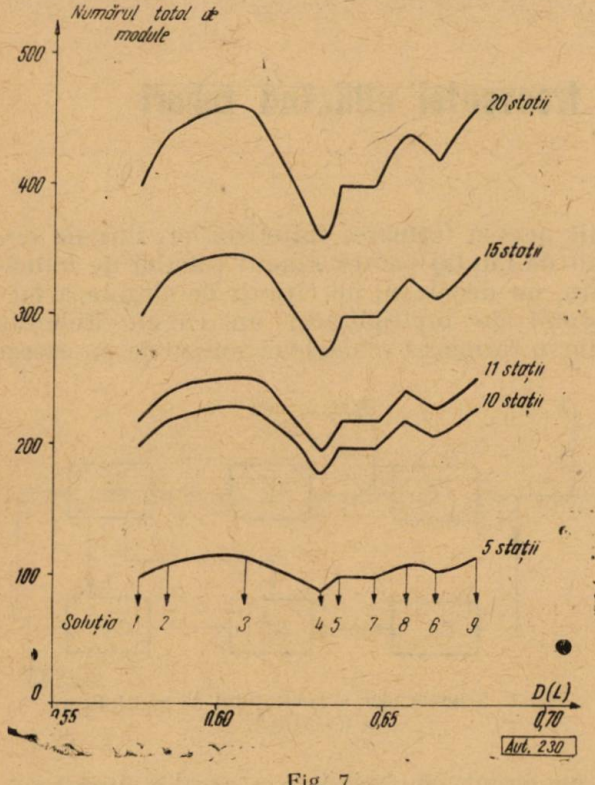


Fig. 7

Din cele arătate în paragrafele 2 şi 3, pentru sistemul studiat se desprind soluţiile ce rezultă din prima parte a tabelei 1 (soluţia 1 fiind cea dată în [1]).

Tabela 1

Soluţia \ Nr. st.		5	10	11	15	20	$\frac{D(L)}{D(L_i)/D(L_1)}$
1	Fig. 1	55	110	121	165	220	
	4	45	90	99	135	180	0,5982
		100	200	220	300	400	
2	Fig. 1	55	110	121	165	220	0,6071
		55	110	121	165	220	
	5	110	220	242	330	440	1,01
		1,10	1,10	1,10	1,10	1,10	
3	Fig. 1	55	110	121	165	220	0,6312
		60	120	132	180	240	
	6	115	230	253	345	460	1,01
		1,15	1,15	1,15	1,15	1,15	
4	Fig. 2	45	90	99	135	180	0,6528
		45	90	99	135	180	
	4	90	180	198	270	360	1,09
		0,90	0,90	0,90	0,90	0,90	
5	Fig. 2	45	90	99	135	180	0,6588
		55	110	121	165	220	
	5	100	200	220	300	400	1,10
		1	1	1	1	1	
6	Fig. 2	45	90	99	135	180	0,6888
		60	120	132	180	240	
	6	105	210	231	315	420	1,15
		1,05	1,05	1,05	1,05	1,05	
7	Fig. 3	55	110	121	165	220	0,6705
		45	90	99	135	180	
	4	100	200	220	300	400	1,12
		1	1	1	1	1	
8	Fig. 3	55	110	121	165	220	0,6805
		55	110	121	165	220	
	5	110	220	242	330	440	1,13
		1,10	1,10	1,10	1,10	1,10	
9	Fig. 3	55	110	121	165	210	0,7075
		60	120	132	180	240	
	6	115	230	253	345	460	1,18
		1,15	1,15	1,15	1,15	1,15	

Dintre aceste nouă soluţii se alege o soluţie optimă după criteriul siguranţă în funcţionare-cost (număr de module NICI cu care este realizat sistemul). De aceea în tabela 1 s-a înscris numărul de module NICI necesar pentru realizarea acestui sistem, dacă acesta este realizat pentru o instalaţie de comandă cu 5, 10, 11, 15, 20 staţii (de semnalat că, în calcul, negaţiile comune la cele două circuite s-au numărat o singură dată). În tabela 1 pe primul şi pe al doilea rînd al fiecărei soluţii s-a înscris numărul de module NICI necesar pentru realizarea acestui sistem (circuitul de decizie oprire, respectiv circuitul de comandă sens), pe al treilea rînd, numărul total de module necesar pentru realizarea soluţiei, iar pe al patrulea rînd, raportul dintre numărul total de module necesar pentru realizarea soluţiei i ($i = 2 \ldots 9$) şi numărul total de module necesar pentru realizarea soluţiei 1.

Pe de altă parte în ultima coloană a tabelei 1 s-a ridicat coeficientul de siguranţă în funcţionare $D(L)$ al fiecărei soluţii şi raportul dintre acesta şi cel corespunzător soluţiei 1.

Pe baza rezultatelor din tabela 1 s-a reprezentat în figura 7 variaţia coeficientului de siguranţă în funcţionare $D(L)$ — număr total de module pentru cele nouă soluţii şi număr de staţii.

5. Concluzii

1. Din analiza figurii 7 rezultă că sub aspectul siguranţă în funcţionare-cost soluţiile 4, 5, 7 sînt mai bune decît soluţia 1 (prezentată în [1]), iar sub aspectul siguranţei în funcţionare toate soluţiile prezentate mai sus sînt mai sigure la defectare decît soluţia 1.

Soluţia optimă, după criteriul siguranţă în funcţionare-cost, este soluţia 4, oricare ar fi numărul de staţii. Această soluţie în raport cu soluţia 1 prezintă o creştere de siguranţă în funcţionare de 9 % şi este realizată cu un număr de module NICI cu 10 % mai mic decît soluţia 1.

2. Metoda de calcul a siguranţei în funcţionare cu ajutorul coeficientului $D(L)$ are avantajul în primul rînd că este programabilă pe un calculator electronic universal [5]. Pe de altă parte, ea permite aprecierea siguranţei în funcţionare şi pentru cazul în care metoda clasică, care reduce orice circuit la un sistem serie sau paralel, nu permite alegerea între două sau mai multe variante ale aceluiaşi circuit (de exemplu, prin metoda clasică circuitele L_3, L_4, L_5 au aceeaşi siguranţă în funcţionare).

BIBLIOGRAFIE

[1] Ionescu, D. şi Pozsar, Z. *Instalaţia de comandă selectiv-colectivă pentru ascensor de persoane, realizată cu elemente de comutaţie statică UNILOG tip A.* În: Automatica şi Electronica 10, nr. 5, 1966, p. 245—249.

[2] Deatcu, E. şi Dobrescu, D. *Nadejnosti logiceskih ţepei sistem avtomatiki. Comunicare la al 13-lea seminar JUREMA*, Zagreb, 1968.

[3] Domaniţki, S. M. *Rasciot nadejnosti logiceskih elementov i odnotaknih sistem upravlenia.* În: Avtomatika, i Telemehanika, 26, nr. 5, 1965, p. 898—905.

[4] Domaniţki, S. M. şi Pranghişvili, V. T. *Nadejnie logiceskie elementi i vihodnie usiliteli s izbitocinoi strukturnoi.* În: Avtomatika. Telemehanika, 25, nr. 4, 1964, p. 555—561.

[5] Deatcu, E. şi Dobrescu, D. *Metod rascela na EVM nadejnosti shem avtomatiki.* În: Zbornik radova JUREMA, Zagreb, 1969, p. 135—148.

Ing. V. COMĂNESCU

Circuite de multiplicare şi de divizare a frecvenţei utilizînd tuburi de numărare cu catod rece

Atît în construcţia unor aparate cît şi la realizarea anumitor circuite de măsură, adesea apar necesităţi de a multiplica sau de a diviza o frecvenţă sau un număr de impulsuri aplicate la intrarea unui montaj. De asemenea, intervin situaţii cînd interesează un semnal care să reprezinte un raport anumit dintr-o frecvenţă dată. Sînt bine cunoscute circuitele de divizare binare sau zecimale, care constituie elementele de bază în numărătoare. Generatoarele existente, utilizate în tehnica impulsurilor, produc la ieşire impulsurilor simple, duble sau triple, de durată şi întîrziere reglabilă. Generatoarele pilotate cu cuarţ dau în general la ieşire, în afară de frecvenţa de bază, submultipli în baza zece din frecvenţa de oscilaţie a oscilatorului.

Schemele de multiplicare şi de divizare a frecvenţei sînt date atît cu tuburi electronice cît şi cu transistoare şi folosesc ca decatroane tuburile cu catod rece GS 10 D, Z 504 S, EZ 10 B.

Circuite de multiplicare a frecvenţei. Schema bloc a unui montaj de multiplicare a frecvenţei este arătată în figura 1. Ea constă într-un circuit pentru formarea impulsurilor, într-un circuit de cuplaj pentru atacul tubului de numărare, un decatron, un circuit de alegere a factorului de multiplicare, un circuit Schmitt pentru formarea semnalelor culese de pe catozi

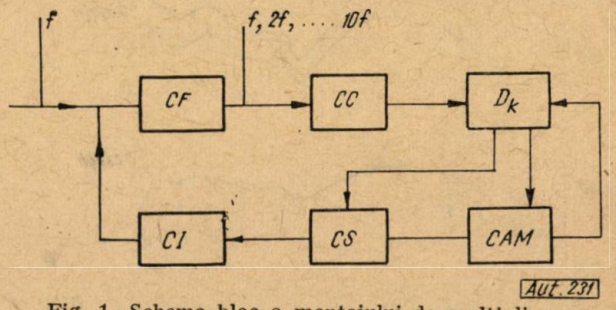


Fig. 1. Schema bloc a montajului de multiplicare a frecvenţei.

şi un circuit de întîrziere a acestor impulsuri, ce sînt aplicate apoi la intrare. Frecvenţa multiplicată dorită, care poate fi selectată cu ajutorul unui comutator S, se află la ieşirea circuitului de formare. Reglînd durata circui-

tului de întîrziere, se pot obţine impulsuri aproximativ echidistante de frecvenţă f, $2f$..$10f$ sau trenuri de 2, 3...10 impulsuri cu o frecvenţă de repetiţie f.

apară două impulsuri la ieşirea lui T_2. Distanţa dintre cele două impulsuri poate fi reglată cu ajutorul potenţiometrului P. Dacă se urmăreşte obţinerea de impulsuri echidistante, în

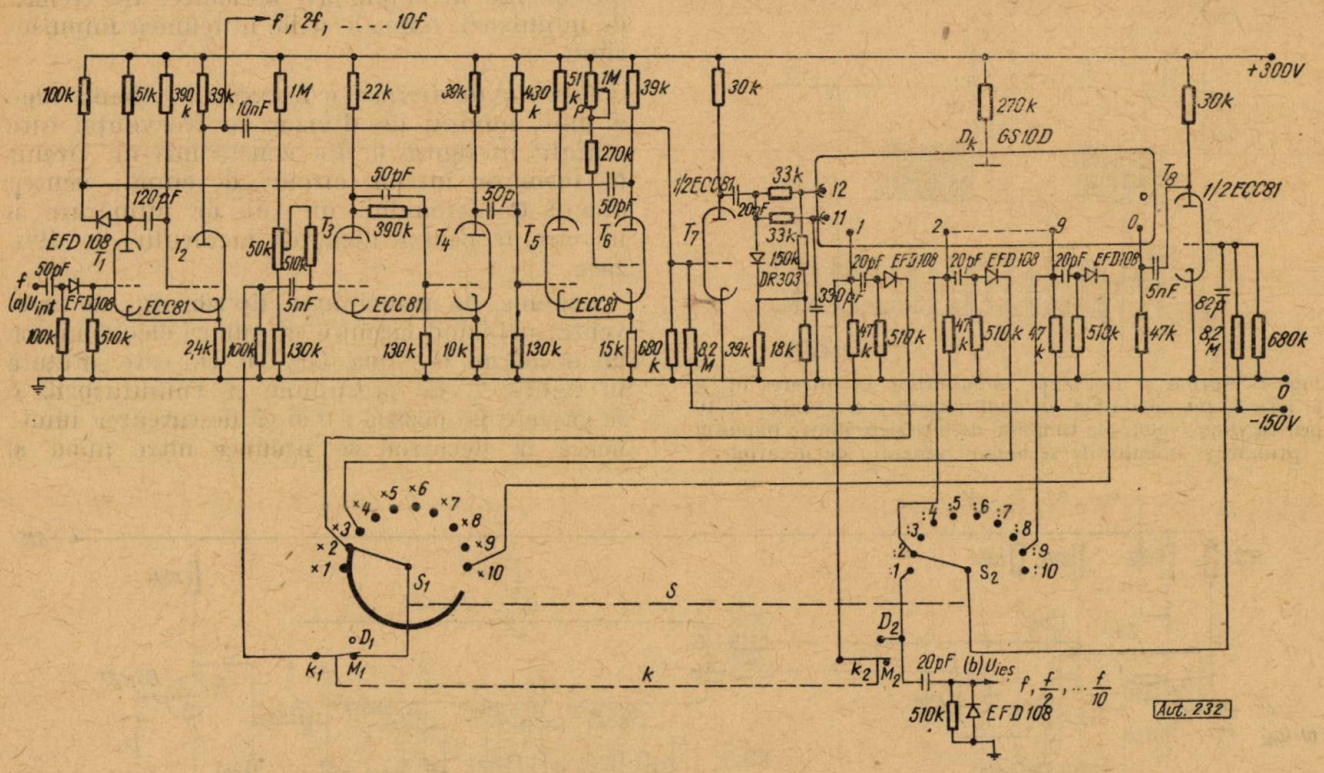


Fig. 2. Schema de principiu a multiplicatorului de frecvenţă cu tuburi electronice.

Schema de principiu a multiplicatorului de frecvenţă, utilizînd circuite cu tuburi electronice şi un decatron GS 10 D, este arătată în figura 2. Se presupune că comutatorul S se găseşte pe poziţia x2 şi că descărcarea are loc între anod şi catodul 0. Dacă la intrare se aplică un semnal pozitiv de frecvenţă f, acesta declanşează un circuit de formare T_1, T_2. Impulsul pozitiv de pe anodul lui T_2 cu o durată $\geqslant 33$ μs, prin intermediul circuitului de cuplaj T_7, atacă cu un impuls integrat decatronul D_k, făcînd ca descărcarea luminoasă să se deplaseze de pe catodul 0 pe catodul 1. Semnalul pozitiv, care apare pe catodul 1, prin intermediul comutatorului S_1, acţionează un circuit Schmitt T_3, T_4, care la rîndul lui declanşează un circuit monostabil T_5, T_6. Semnalul din anodul lui T_6, prin diferenţiere, dă un impuls negativ întîrziat, care, aplicat apoi pe anodul lui T_1, declanşează circuitul formator, producînd o a doua deplasare a descărcării, şi anume de pe catodul *1* pe catodul 2. Semnalul pozitiv, care apare pe catodul 2, prin intermediul comutatorului S_2, atacă inversorul T_8. Impulsul negativ din anodul acestuia, aplicat pe catodul 0, face ca descărcarea să se mute instantaneu de pe catodul 2 pe catodul 0. Un al doilea impuls aplicat din afară la intrarea lui T_1 face ca ciclul să fie reluat şi, astfel, pentru fiecare impuls din exterior să

interiorul unei decade, se poate introduce un al treilea galet S_3 pe comutatorul S, în aşa fel ca pe fiecare poziţie de multiplicare să

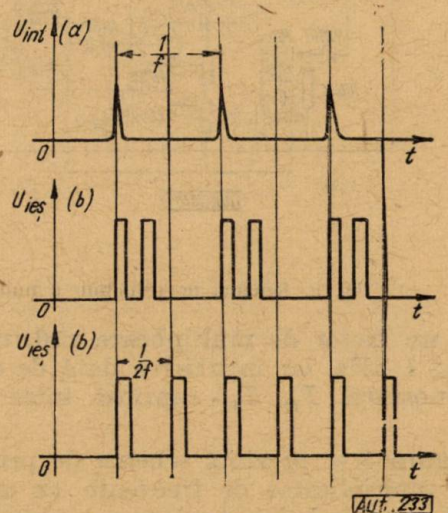


Fig. 3. Forma şi frecvenţa impulsurilor la intrarea (*a*) şi la ieşirea (*b*) montajului de multiplicare a frecvenţei cu doi, pentru două valori ale timpului de întîrziere dintre impulsul primar şi cel secundar.

existe o rezistenţă şi un potenţiometru de reglaj. Forma şi frecvenţa impulsurilor la intrarea şi la ieşirea montajului pentru un factor de multiplicare x2 sînt arătate în figura 3,

iar pentru un factor de multiplicare x10, în figura 4.

În cazul decatronului GS 10 D, frecvenţa maximă a impulsurilor aplicate la intrare,

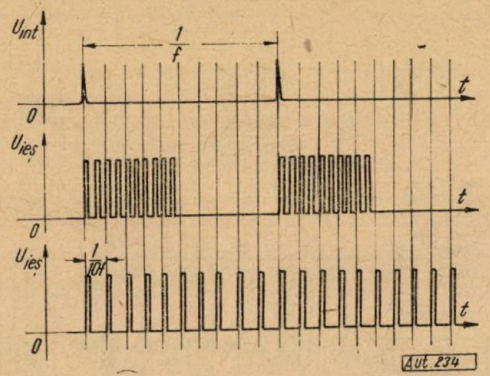


Fig. 4. Forma şi frecvenţa impulsurilor la intrarea (*a*) şi la ieşirea (*b*) montajului de multiplicare a frecvenţei cu 10 pentru două valori ale timpului de întîrziere dintre impulsul primar şi impulsurile secundare generate de decatron.

Montajele de multiplicare descrise mai sus, deşi mai complexe ca schemă, prezintă totuşi un avantaj faţă de multiplicatorul de frecvenţă bazat pe circuit acordat [3] prin faptul că se pot obţine fie impulsuri periodice, fie trenuri de impulsuri, semnale utile în tehnica impulsurilor.

Circuite de divizare a frecvenţei. Schema bloc a unui montaj de divizare a frecvenţei este arătată în figura 6. Ea constă într-un circuit de formare, într-un circuit de cuplaj pentru atacul decatronului, un tub de numărare şi un circuit pentru alegerea factorului de divizare.

Schema de principiu a divizorului de frecvenţă, utilizînd circuite cu tuburi electronice şi un decatron de tipul GS 10 D, este arătată în figura 7. Se presupune că comutatorul *S* se găseşte pe poziţia : 9 şi că descărcarea luminoasă în decatron se produce între anod şi

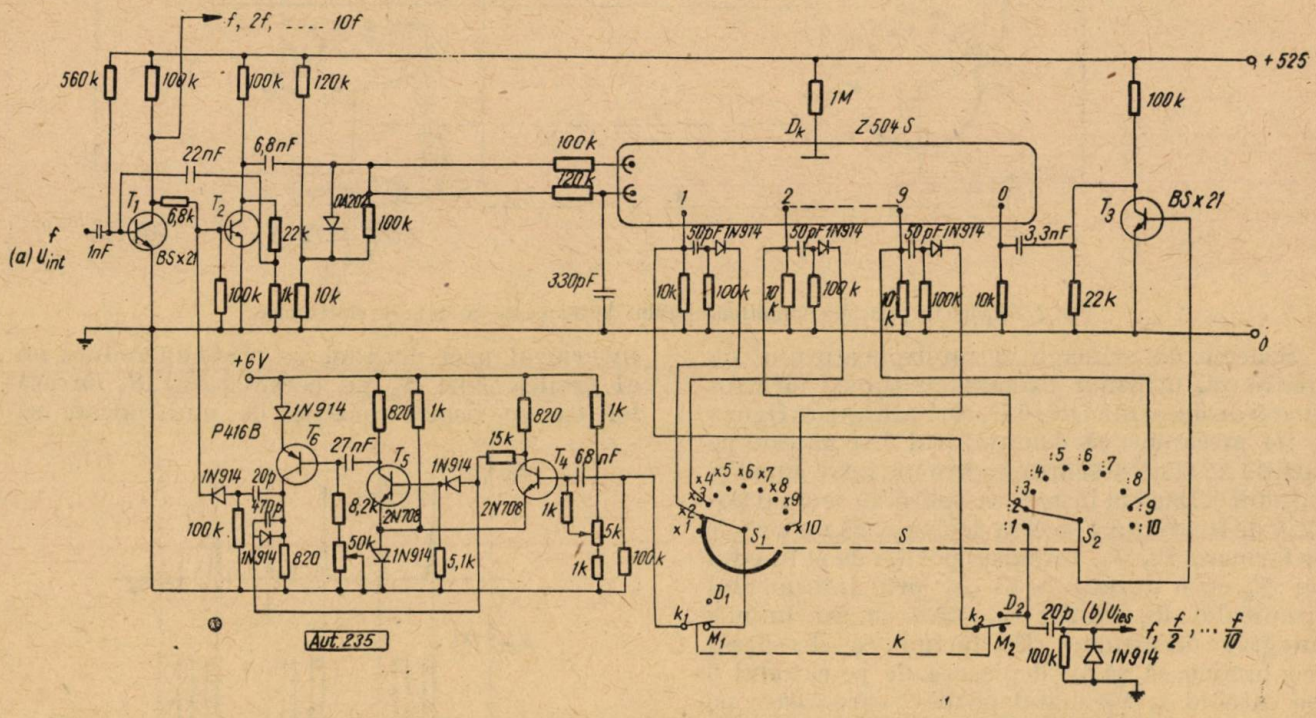


Fig. 5. Schema de principiu a multiplicatorului de frecvenţă cu transistoare şi cu decatron.

pentru un factor de multiplicare x10, trebuie să fie $\leqslant 1$ kHz, iar întîrzierea dată de circuitul monostabil T_5, T_6, cuprinsă între 77 şi 47 μs.

În figura 5 se prezintă schema de principiu a unui multiplicator de frecvenţe cu transistoare şi cu tubul de numărare cu catod rece Z 504 S. După cum se vede în figura 5, atacul decatronului se face cu impulsuri integrate, luate direct din colectorul transistorului T_2 [1]. Pentru formarea şi întîrzierea impulsurilor culese din catozii decatronului se foloseşte un multivibrator de tip dublu Schmitt — monostabil [2].

catodul 0. Dacă la intrarea lui T_1 se aplică un semnal pozitiv de frecvenţă *f*, el declanşează

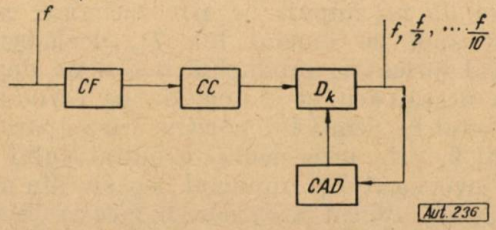


Fig. 6. Schema bloc a unui montaj de divizare a frecvenţei.

circuitul formator T_1, T_2. Impulsul pozitiv de pe anodul lui T_2, cu o durată $\geqslant 33$ μs,

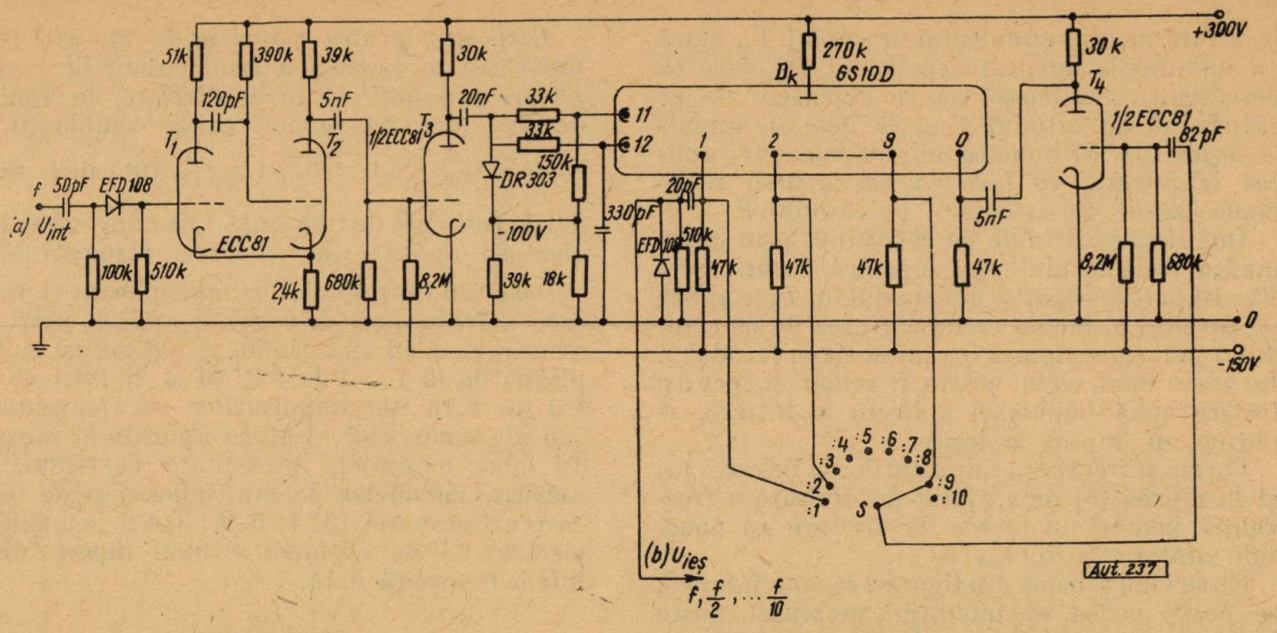


Fig. 7. Schema de principiu a divizorului de frecvenţă cu tuburi electronice.

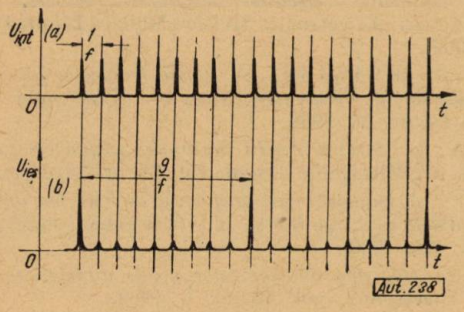
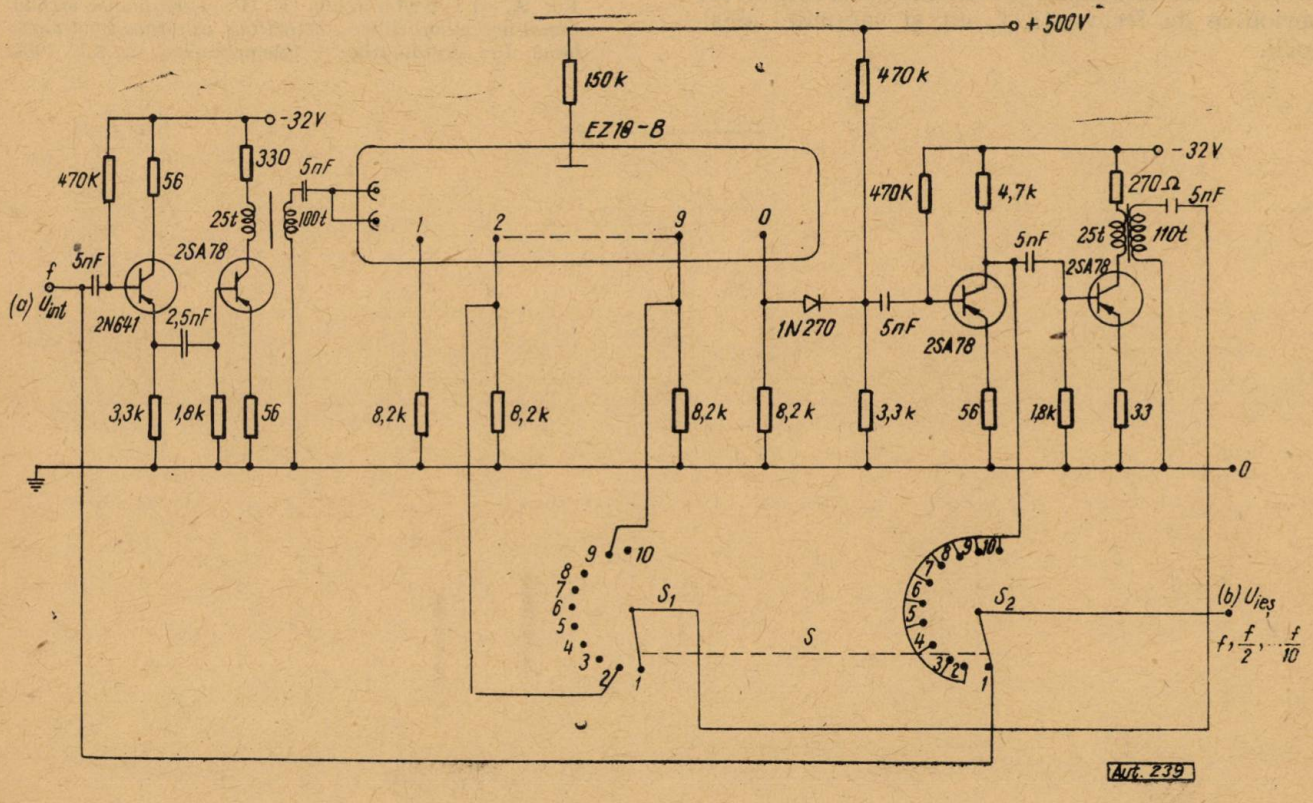


Fig. 8. Forma şi frecvenţa impulsurilor la intrarea (*a*) şi la ieşirea (*b*) divizorului de frecvenţă, pentru un factor de divizare cu 9.

Fig. 9. Schema de principiu a divizorului de frecvenţă cu transistoare şi cu decatron.



prin intermediul circuitului de cuplaj T_3, atacă cu un impuls integral decatronul D_k, face ca descărcarea luminoasă să se deplaseze de pe catodul 0 pe catodul 1 şi să dea un impuls la ieşire (b). Al nouălea impuls succesiv, aplicat la intrare, va face ca descărcarea să se deplaseze de pe catodul *8* pe catodul *9*.

Impulsul pozitiv de pe catodul 9, prin intermediul selectorului S_2, se aplică inversorului T_4. Impulsul negativ din anodul lui T_4 se aplică pe catodul 0, făcînd ca descărcarea de pe catodul 9 să fie transferată instantaneu pe catodul 0. În acest mod, ciclul poate fi reluat şi, pentru fiecare nouă impulsuri aplicate la intrare, se obţine un impuls la ieşire.

Forma şi frecvenţa impulsurilor la intrarea (*a*) şi la ieşirea (*b*) montajului de divizare a frecvenţei, pentru un factor de divizare cu nouă, sînt arătate în figura 8.

Observînd schema din figura 2 sau din figura 5, se poate vedea că montajul prezentat poate lucra fie ca mutiplicator de frecvenţă (comutatorul K pe poziţia M), fie ca divizor de frecvenţă (comutatorul K pe poziţia D).

În figura 9 se dă schema unui circuit de divizare a frecvenţei pentru frecvenţe la intrare pînă la 100 kHz [4], realizată cu transistoare şi cu un decatron pentru frecvenţe mari.

Cu unele modificări, circuitul, din figura 9 poate lucra pînă la 700 kHz.

Montajele de divizare descrise mai sus, deşi mai complexe ca scheme, prezintă totuşi avantajul faţă de divizorul de frecvenţă bazat pe circuitul monostabil [5] prin faptul că pot diviza cu acelaşi raport de divizare atît impulsuri periodice de frecvenţă f, cît şi semnale aleatorii.

Dispozitiv pentru obţinerea de rapoarte. Prin montarea în cascadă a unui circuit de multiplicare şi a unui circuit de divizare, de tipurile descrise mai sus, se pot realiza combinaţii de rapoarte $\frac{A}{B} f$ (A, $B = 1{,}2 \ldots 10$) din semnalele periodice de frecvenţă f sau din semnalele aleatorii aplicate la intrarea dispozitivului.

Concluzii. Circuitele de multiplicare şi divizare a frecvenţei, descrise în articol, prezintă avantajul că cu ajutorul lor se pot obţine multiplicări de la $f \times 1$ la $f \times 10$ şi divizări de la f :1 la f :10 ale impulsurilor de frecvenţă f sau ale semnalelor aleatorii aplicate la intrare. În plus, montajele prezentate contribuie la mărirea metodelor de multiplicare şi de divizare a frecvenţei [3, 4, 5, 6] sau a semnalelor electrice şi de obţinere a unui raport dorit într-o frecvenţă dată.

BIBLIOGRAFIE

[1] Electronic counting — *circuites techniques, devices.* Issued by Industrial electronics division Mullard Limited, Londra, 1967.

[2] Marosi, G. şi Vinson, N. *Extra transistor gives Schmitt monostable multicapabilities.* În : Electronic design, vol. **14**, nr. 28, 1966.

[3] Plevy, A. L. *Simple circuit multiplies frequency up to 40 times.* În : Electronic design, vol. **14**, nr. 28, 1966.

[4] Pozar, F. *A transistorized frequency divider for use with cold cathode counting tubes.* În : Electronic engng., vol. **35**, nr. 428, 1963.

[5] Mosca, V. *One-shot multivibrator yields division up to 12.* În : Electronics, vol. **42**, nr. 8, 1969.

[6] Petrov, B. K., Smolov, V. B., Tarasov, Iu. A. şi Ugriumov, E. P. *Preţizionnoe vremiaimpulsnoe mnojitelino — delitelinoe ustroistvo na tranzistorah.* În : Avtomatika i telemehanika, nr. 10, 1965.

Ing. V. TANACH

Ferite pentru electronică şi automatizări

Dezvoltarea industriei de electronică şi de automatizări în ţara noastră a stimulat şi impus o dezvoltare paralelă şi puternic ascendentă a industriilor care alimentează această tehnică cu materialele şi componentele necesare. Printre acestea feritele prezintă un rol deosebit de important ţinînd seamă că tehnica frecvenţelor înalte apelează, practic, pentru fiecare aplicaţie în domeniul automatizărilor şi electronicii la componente bazate pe aceste tipuri de materiale magnetice.

Ca ramură a fizicii corpului solid, cercetarea şi fabricarea feritelor s-a dezvoltat în R.S. România împreună cu aceea a semiconductoarelor clasice şi ceramice pentru condensatoare şi rezistoare. Feritele au trecut de cîţiva ani de la faza de cercetare în mai multe colective disparate, la concentrarea cercetării într-una din secţiile Institutului de cercetări electronice.

În paralel, cercetările în domeniul feritelor au fost permanent valorificate în fabricaţia care s-a dezvoltat treptat pe lîngă uzina Electronica.

Gama de ferite, materiale şi piese, cercetate şi fabricate la noi în ţară, este foarte largă, acoperind practic toate domeniile importante de aplicaţii ale feritelor, în radioreceptoare şi televizoare, telecomunicaţii şi automatizări, calculatoare electronice, precum şi într-o serie de aplicaţii în domeniul electrotehnicii şi alte sectoare.

1. Ferite pentru radioreceptoare

Antenele magnetice echipează astăzi practic toate radioreceptoarele, rolul lor fiind esenţial în aparatele portabile şi miniaturizate. Folosite în special pentru gamele de unde medii şi lungi, ele pot găsi aplicaţii şi în gamele undelor scurte şi ultrascurte ca şi la recepţia în televiziune. Barele de antenă realizate au formă plată sau cilindrică.

Feritele din care se elaborează barele de antenă au permeabilităţi iniţiale cuprinse între 100 şi 300 şi au caracteristici de perminvar, adică ciclul de histerezis cu constricţie, prin urmare cu pierderi reduse la frecvenţe înalte ($Q = 300-400$ la 1,5 MHz).

Filtrele de frecvenţă intermediară pentru modulaţie de amplitudine (MA) şi de frecvenţă (MF) se execută cu miezuri de ferită de diferite profile. Dintre diferitele soluţii constructive, o mare extindere a luat o construcţie care asigură ecranarea şi miniaturizarea întregului ansamblu. Construcţia constă într-un miez de ferită de formă unui mosor, circuitul magnetic închizîndu-se cu ajutorul unui miez oală de ferită filetat care se deplasează într-o carcasă filetată, de masă plastică, reglînd astfel mărimea întrefierului din inductanţa bobinajelor.

Bobinele circuitelor de radiofrecvenţă, oscilatoare, modulatoare, sînt echipate cu miezuri de ferită, dintre care predomină cele cu formă cilindrică, nefiletate, încastrate în şuruburi din material plastic sau filetate.

Gama de materiale din care se confecţionează aceste miezuri este foarte extinsă, în funcţie de rolul circuitului şi frecvenţa de funcţionare. Se folosesc astfel ferite de Mn-Zn de tipul Maferit 400 ($\mu_i = 400$) la frecvenţe pînă la 1,5 MHz, ferite perminvar de tipul *PF* ($\mu_i = 90$) pentru frecvenţe pînă la 30 MHz, şi *PA* ($\mu_i = 12$) pentru frecvenţe pînă la 100 MHz.

Aplicate în circuite cu acord prin permeabilitate, în radioreceptoarele auto, *variometrele* folosesc ansamble de miezuri de ferită formate dintr-o manta cilindrică care ecranează şi închide circuitul magnetic al miezului central, care se deplasează în interiorul bobinei fixe a variometrului. Miezurile se execută din feritele tip perminvar *PTV* ($\mu_i = 500$).

Figura 1 prezintă curbele tg δ/μ_i în funcţie de frecvenţă pentru feritele de tip perminvar elaborate prin cercetările proprii.

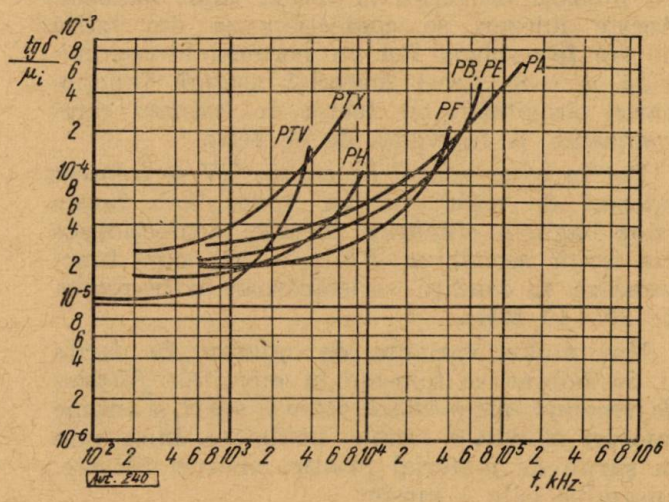


Fig. 1

Difuzoarele permanent dinamice ale majorităţii radioreceptoarelor sînt echipate cu *magneţi ceramici anizotropi*, pe bază de ferită de bariu. Avînd dimensiuni reduse, magneţii au o energie magnetică ridicată $(BH)_{max} > 3{,}1 \cdot 10^6$ GsOe (fig. 2), asigurînd în întrefierul sistemelor magnetice ale difuzoarelor o inducţie mai mare de 9 500 Gs.

Magneţi de acelaşi gen, cu dimensiuni mai reduse, echipează sistemele magnetice ale difuzoarelor de radioficare.

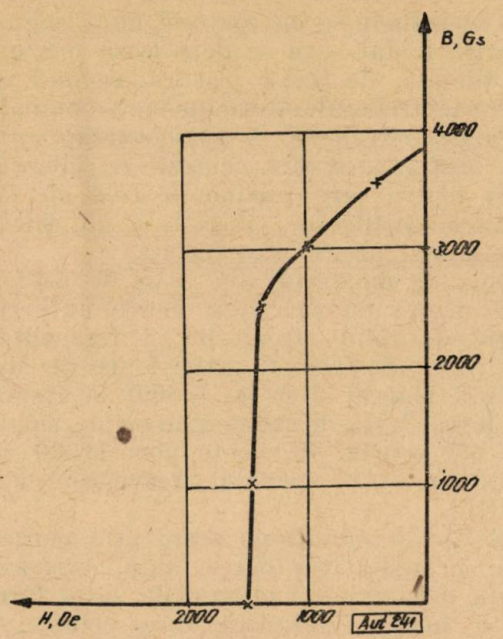


Fig. 2

2. Ferite pentru televizoare

În *canalele de înaltă frecvenţă* ale televizoa relor, bobinele de inductanţă sînt prevăzute cu miezuri de ferită în forma unor baghete. Aceste miezuri se confecţionează din ferită de tip feroxplana *FA* cu permeabilitatea iniţială $\mu_i = 8$. Acest material asigură funcţionarea circuitelor, cu factor de calitate corespunzător, la frecvenţa de 80 MHz.

Tot în comutatorul de canale TV se folosesc miezuri de reglaj pentru mixer, sub forma unor baghete cilindrice filetate, confecţionate din ferită perminvar *PE* ($\mu_i = 50$), care funcţionează în condiţii satisfăcătoare la frecvenţa de 30—40 MHz.

Mai multe variante de miezuri de ferite şi de bobine se folosesc în circuitele *filtrelor de frecvenţă intermediară, video şi sunet*, şi anume miezuri cilindrice simple, nefiletate, încastrate în şurub de material plastic, miezuri filetate, ansamble oale + mosor.

Toate aceste miezuri se realizează din ferită perminvar PE ($\mu_i = 50$) pentru filtrele care funcţionează la 30—40 MHz şi ferită perminvar *PF* ($\mu_i = 90$) pentru filtrele care funcţionează la 6 MHz.

În circuitele blocului de baleiaj orizontal al televizoarelor, *bobinele de stabilitate şi de amplitudine* sînt echipate cu miezuri de ferită de formă cilindrică, respectiv tubulară. Miezurile se execută din ferite de Mn-Zn de înaltă permeabilitate, Maferit 1 300 ($\mu_i = 1\,300$), cir cuitele funcţionînd la frecvenţe de circa 15 kHz

Transformatoarele de simetrizare şi adaptare a antenelor la circuitele de intrare a televizoarelor cuprind miezuri cu două orificii, din ferită perminvar *PH* ($\mu_i = 120$) sau *PAL* ($\mu_i = 8$). Aceasta din urmă este destinată a funcţiona la frecvenţe pînă la 300 MHz.

Miezurile de ferită se folosesc în circuitele televizoarelor în diferite bobine de inductanţă care au rol de *şocuri*.

În acest sens se folosesc miezuri perlă, care se introduc pe conductoarele de alimentare a filamentelor, miezuri cu 2, 4 sau 6 orificii, folosite ca şocuri pentru circuitele de baleiaj orizontal. Şocuri pentru reţeaua de alimentare sau pentru circuitele de sincronizare se execută cu miezuri de ferită cilindrice, din Maferit 1300 ($\mu_i = 1\,300$) sau *PH* ($\mu_i = 120$).

În echipamentul de centrare, focalizare şi corecţie a imaginii tuburilor cinescoape TV, se folosesc şi *magneţi de corecţie* confecţionaţi din ferită de bariu izotropă. Magneţii au forme diferite, tuburi cilindrice sau cilindri.

3. Ferite pentru telecomunicaţii

Cele mai răspîndite miezuri magnetice pentru *filtrele de telecomunicaţii* sînt cele în formă de *oală cu miez de reglaj* interior care modifică întrefierul circuitului magnetic. Aceste miezuri permit cea mai economică construcţie a bobinei de inductanţă, cu raportul maxim L/R (L — inductanţa bobinei, R — rezistenţa conductorului bobinei), asigurînd o ecranare perfectă şi absenţa oricărui cuplaj cu circuitele învecinate. S-au realizat oale cu dimensiuni variate, cuprinse în seria internaţională normalizată, dar şi în afara acestei serii. Cele mai curente tipuri executate sînt: 18×8, 18×11, 18×14, 22×13, 23×17, 34×28, 36×22 etc. În funcţie de domeniul de frecvenţă de utilizare, aceste miezuri s-au realizat din ferite de înaltă permeabilitate şi factor de calitate ridicat, ca Maferit 2000 ($\mu_i = 2\,000$), Maferit 1500 ($\mu_i = 1\,500$), Maferit 1300 ($\mu_i = 1\,300$) sau din ferite de înaltă frecvenţă cu pierderi reduse, de tip perminvar, ca feritele *PH* ($\mu_i = 120$).

Pentru *transformatoarele* folosite în telecomunicaţii sau automatizări se folosesc de regulă miezuri de ferită cu *profil X*, de tip X_{22}, X_{30} sau miezuri cu *profil E*, de tip E_{20} E_{30}, E_{42}, E_{55}.

Miezurile cu profil X se bucură de avantajul unei construcţii mai compacte, ecranate, şi se adaptează în condiţii excelente circuitelor imprimate. Feritele din care se confecţionează aceste miezuri sînt de obicei ferite de înaltă permeabilitate, $\mu_i = 2\,000$—$3\,000$, cerinţele privind factorul de calitate fiind mai puţin importante în cazul acestor circuite.

4. Ferite pentru automatizare

Realizările importante obţinute în domeniul feritelor cu ciclu de histerezis dreptunghiular, cu mare rectangularitate, de tipul *HB* (cîmp coercitiv 1 Oe), *HA* (cîmp coercitiv 0,7 Oe), *HN* (cîmp coercitiv 0,4 Oe), au permis executarea *miezurilor toroidale pentru matricele de memorie* ale calculatoarelor electronice, de dimensiuni reduse, respectiv 2 şi 1,3 mm diametrul exterior. Cu aceste miezuri acţionate cu curenţi de 400—600 mA se obţin timpi de basculare între 0,9 şi 1,4 μs.

Din aceeaşi categorie de ferite cu ciclu dreptunghiular, tipul de material V (cîmp coercitiv 0,25 Oe) este deosebit de apt pentru executarea *miezurilor inelare pentru circuite de comutare* folosite în automatizări şi în calculatoare electronice. Dimensiunile acestor miezuri variază între 4 şi 10 mm diametrul exterior. Raportul dintre inducţia remanentă şi inducţia maximă a acestor miezuri, caracterizînd rectangularitatea ciclului, este de cel puţin 0,9 la un cîmp magnetic maxim de 0,8 Oe.

Remarcabile sînt realizările privind *elementele magnetice cu mai multe căi de flux*, cu configuraţie geometrică complexă, elaborate din ferite cu ciclu de histerezis dreptunghiular. S-au executat astfel miezuri cu 2, 3, 4, 5 orificii, denumite transfluxoare, MAD, cu orificiile în acelaşi plan, şi miezuri Biax, cu două orificii cu axele perpendiculare. Aceste elemente permit realizarea matricelor de memorie pentru calculatoare electronice cu citire rapidă nedestructibilă. De asemenea, unele dintre aceste elemente stau la baza construcţiei unor registre de numărare sau altor circuite logice, integral magnetice, formate numai din aceste elemente şi conductoare de legătură, fără tranzistoare, diode, rezistenţe sau condensatoare.

Transformatoarele de impulsuri, utilizate în circuite de telefonie automată statică, în automatizare, calculatoare electronice etc., sînt echipate de obicei cu miezuri de ferită inelară cu diametrul de 4—10 mm, confecţionate dintr-un material de înaltă permeabilitate. Condiţiile acestor miezuri, şi anume inducţie remanentă cît mai scăzută în raport cu inducţia maximă, permeabilitate în impuls cît mai ridicată, pierderi histerezis minime, sînt îndeplinite în mod convenabil de ferita de Mn-Zn de tip Maferit 1300. Transformatoare de impuls se mai execută şi cu miezuri E sau oală din acelaşi material.

5. Alte tipuri de piese de ferită

Pe bază de ferită de bariu se execută în prezent o serie largă de piese din *magneţi izotropi sau anizotropi*, îmbrăţişînd un larg domeniu de activitate. Se prezintă o enumerare a acestor tipuri de piese :

— magneţi pentru magnetouri;
— magneţi pentru motoare de curent continuu;
— magneţi pentru dinamuri de bicicletă;
— magneţi pentru motoare sincrone;
— magneţi pentru sisteme magnetice de prindere;
— magneţi pentru jucării, materiale didactice etc.

Pentru aplicaţii în *circuite cu condiţii stricte de stabilitate termică* s-au realizat ferite de tipul perminvar *PEA* ($\mu_i = 80$) cu coeficient redus de temperatură al permeabilităţii TK $\mu = 200 \cdot 10^{-6}/°C$.

Miezuri în formă cilindrică echipează bobine de inductanţă pentru circuite care lucrează la frecvenţe cuprinse între 10 şi 30 MHz, cu mare stabilitate termică.

Ing. MIOARA ALECU-CĂLUŞIŢĂ şi ing. L. LUPAŞ

Acordarea regulatorului cu eşantionare de ordinul 1 la procesele cu timp mort

Regulatorul cu eşantionare analizat în acest articol este un regulator discontinuu cu acţiune periodică. El primeşte informaţii numai în momentul eşantionării şi transmite informaţii continue.

Din punct de vedere constructiv, regulatorul cu eşantionare de ordinul 1 este format din două părţi şi anume : regulatorul propriu-zis şi eşantionatorul. Eşantionatorul conectează la intrarea regulatorului mărimea de acţionare periodic (cu perioada T) pentru durate scurte de timp (durata de conducţie sau durata eşantionării τ).

1. Principiul de funcţionare

Analizînd schema regulatorului cu eşantionare (fig. 1) se constată că sistemul funcţionează în timpul eşantionării în circuit închis, iar în timpul pauzei, în circuit deschis [1], [2].

Pe baza semnalului primit, regulatorul cu eşantionare elaborează un semnal de corecţie care se modifică în timpul duratei de conducţie şi rămîne constant în timpul pauzei. Mărimea de ieşire a regulatorului cu eşantionare este funcţie de mărimea de acţionare (eroarea sistemului) la diferite momente de eşantionare anterioare; gradul de complexitate al regulatorului este dat de numărul de semnale de eroare luate în considerare la elaborarea unei mărimi de ieşire a regulatorului. Regulatorul cu eşantionare nu mai realizează o funcţiune de reglare clasică de tip P, PI sau PID ci un algoritm de reglare complex.

Trebuie subliniat faptul că, într-un sistem cu eşantionare, orice schimbare intervenită în sistem (perturbaţii, modificarea mărimii de referinţă) poate fi înlăturată în cel mai bun caz după corecţia dată de regulator la momentul de eşantionare următor, astfel încît apar întîrzieri inerente datorite efectiv principiului de funcţionare.

Regulatorul cu eşantionare de ordinul 1 care va fi analizat în acest articol este destinat să optimizeze funcţionarea proceselor cu o constantă de timp şi cu timp mort, adică procesele cu funcţie de transfer :

$$Y_p(s) = K_p \frac{e^{-sT_m}}{1 + T_p s}. \qquad (1)$$

Acest regulator cu eşantionare de ordinul 1 presupune o mărime de ieşire a regulatorului funcţie numai de mărimea de acţionare (eroarea sistemului) la momentul de eşantionare anterior.

Un astfel de regulator cu eşantionare poate fi obţinut dintr-un regulator continuu PI căruia i se adaugă un eşantionator. Regulatorul cu eşantionare astfel conceput preia informaţii asupra erorii sistemului la un moment de eşantionare şi păstrează mărimea realizată pînă la apariţia unui nou semnal de corecţie. În acest caz, regulatorul PI are rolul unui extrapolator de ordinul 0 (circuit hold) şi al unui regulator P. De fapt, pentru atingerea scopului urmărit este absolut necesară utilizarea unui regulator I cu timpul de integrare ajustabil; totuşi se preferă utilizarea unui regulator continuu PI la realizarea unui regulator cu eşantionare de ordinul 1, deoarece componenta proporţională ajută la obţinerea unui regim tranzitoriu al sistemului mai bun.

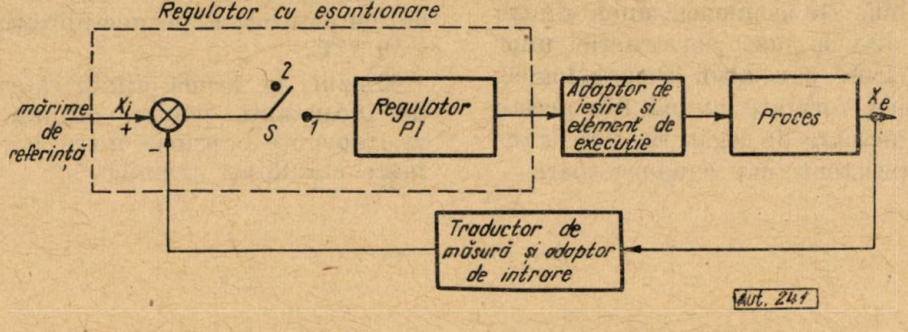


Fig. 1. Schema bloc a unui circuit de reglare care utilizează un regulator cu eşantionare.

Dacă regulatorul cu eşantionare este bine acordat, atunci la apariţia unei perturbaţii sistemul trebuie să intre în regim staţionar numai cu ajutorul unei singure corecţii date de regulatorul cu eşantionare, astfel încît în cel mai defavorabil caz (aplicarea perturbaţiei imediat după terminarea eşantionării) durata regimu-

lui tranzitoriu poate fi egală cu două perioade de eşantionare — $2T$. Comparînd cu rezultatele obţinute utilizînd regulatoare continue PI, se arată [2], [3] că în cel mai defavorabil caz regulatorul cu eşantionare conduce la un regim tranzitoriu mai scurt dacă se utilizează la procese în care $T_m > 2{,}66\ T_p$; iar în cea mai avantajoasă situaţie (perturbaţiile pot fi sesizate imediat după apariţia lor), eficienţa regulatorului cu eşantionare este justificată pentru $T_m > 0{,}57\ T_p$.

Dacă se face o medie între cazurile limită, se ajunge la concluzia justificării introducerii regulatorului cu eşantionare preconizat pentru un proces care satisface relaţia:

$$T_m > 1{,}6\ T_p. \tag{2}$$

Relaţia (2) poate fi considerată numai ca o relaţie estimativă; utilizarea regulatorului cu eşantionare este cu atît mai avantajoasă cu cît T_m este mai mare decît T_p.

2. Parametrii regulatorului cu eşantionare

Se presupune că durata conducţiei τ este suficient de mică, astfel încît în acest interval nu are loc o variaţie a mărimii de acţionare (eroarea sistemului). Semnalul de corecţie dat de regulator este prezentat în figura 2.

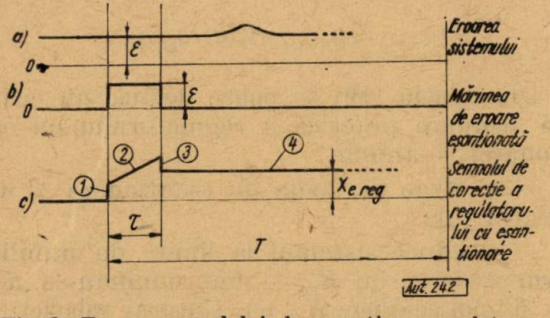


Fig. 2. Forma semnalului de corecţie a regulatorului cu eşantionare de ordinul 1.

Funcţia de transfer a regulatorului continuu PI este:

$$Y_{Rc}(s) = \frac{100}{B_p}\left(1 + \frac{1}{T_i s}\right). \tag{3}$$

Fronturile 1 şi 3 ale semnalului de corecţie a regulatorului cu eşantionare sînt egale cu $\frac{100}{B_p} \cdot \varepsilon$. Panta frontului 2 este determinată de timpul de integrare al regulatorului în timpul conducţiei T_{ic}. Variaţia mărimii de ieşire a regulatorului datorită operaţiei de eşantionare este proporţională cu durata conducţiei şi invers proporţională cu banda de proporţionalitate a regulatorului B_p şi cu timpul de integrare în timpul conducţiei T_{ic}, adică:

$$X_{e\,reg.} = \frac{100}{B_P} \cdot \frac{\tau}{T_{ic}} \cdot \varepsilon. \tag{4}$$

Funcţia de transfer a regulatorului cu eşantionare se stabileşte ţinînd seamă de mărimea de ieşire a regulatorului pe parcursul unei perioade de eşantionare T, la aplicarea unei mărimi de acţionare la intrarea regulatorului [3], [4]. În cazurile uzuale este îndeplinită relaţia:

$$\tau \ll T \tag{5}$$

şi atunci funcţionarea regulatorului cu eşantionare poate fin considerată numai prin semnalul de corecţie dat de regulator în timpul pauzei $T - \tau$. Deci regulatorul cu eşantionare poate fi asimilat cu un extrapolator de ordniul 0 cu funcţia de transfer:

$$H(s) = \frac{1 - e^{-sT}}{s}, \tag{6}$$

în serie cu un regulator proporţional cu funcţia de transfer:

$$Y_{RP}(s) = \frac{100}{B_p} \cdot \frac{\tau}{T_{ic}} = K_{Re}. \tag{7}$$

De obicei perioada de eşantionare T se alege astfel ca să fie îndeplinită relaţia:

$$T \geqslant T_m + 4\,T_p, \tag{8}$$

tocmai pentru ca reglarea procesului să se efectueze numai cu ajutorul unui singur semnal de corecţie. Dacă este satisfăcută relaţia (8), dinamica procesului reglat poate fi neglijată (4).

Parametrii de bază ai regulatorului cu eşantionare sînt perioada de eşantionare T şi factorul de amplificare K_{Re} dat de relaţia (7). Factorului de amplificre K_{Re} *i* se poate asocia o bandă de proporţionalitate echivalentă:

$$B_{pe} = \frac{100}{K_{Re}} = B_p \cdot \frac{T_{ic}}{\tau}, \tag{9}$$

3. Parametrii de acord ai regulatorului cu eşantionare

Regulatorul cu eşantionare trebuie acordat în aşa fel încît o variaţie a mărimii de referinţă a sistemului să fie corectată la ieşirea sistemului, fără depăşirea mărimii prescrise, într-o singură perioadă de eşantionare (adică anularea erorii sistemului după o singură operaţie de eşantionare a erorii).

Dacă regulatorul cu eşantionare se comportă în timpul pauzei ca un regulator P, cu funcţia de transfer (7), şi procesul reglat este definit de relaţia (1), atunci variaţia mărimii de ieşire

în regim staţionar la aplicarea unui semnal de eroare ε este :

$$(\Delta X_e)_{st} = K_{Re} \cdot K_p \cdot \varepsilon. \qquad ((10$$

Condiţia de anulare a erorii sistemului într-o singură perioadă de eşantionare este ca :

$$(\Delta X_e)_{st} = \varepsilon, \qquad (11)$$

în ipoteza că nu a apărut în sistem altă perturbaţie şi nu a avut loc variaţia mărimii de referinţă (s-a considerat o reacţie unitară a sistemului).

Din relaţiile (10) şi (11) rezultă că :

$$K_{Re} \cdot K_p = 1, \qquad (12)$$

adică factorul de amplificare al regulatorului cu eşantionare trebuie să îndeplinească condiţia :

$$K_{Re} = \frac{100}{B_p} \cdot \frac{\tau}{T_{ic}} = \frac{1}{K_p} \qquad (13)$$

sau :

$$B_{pe} = 100 \; K_p. \qquad (14)$$

Observaţii : 1) Banda de proporţionalitate a regulatorului cu eşantionare nu depinde de T_m şi de T dacă se alege T astfel încît să fie îndeplinită relaţia (8).

2. Pentru stabilirea benzii de proporţionalitate a regulatorului cu eşantionare există posibilitatea de a ajusta mai mulţi parametri ai regulatorului cu eşantionare, şi anume τ, B_p şi T_{ic}.

3. Dacă se ţine seamă de regimul tranzitoriu al procesului reglat la aplicarea unui semnal de corecţie a regulatorului, se poate determina încă o relaţie de legătură între parametrii regulatorului cu eşantionare şi parametrii procesului reglat [3], [4] :

$$\frac{B_p}{100} \cdot \frac{1}{\tau} = \frac{K_p}{T_p} \qquad (15)$$

şi rezultă :

$$T_{ic} = T_p. \qquad (16)$$

Examinînd relaţiile stabilite mai sus, se poate deduce următoarea metodă de alegere a parametrilor regulatorului cu eşantionare :

— parametrul T_{ic} se stabileşte în concordanţă cu relaţia (16) ;

— parametrii B_p şi τ se aleg în concordanţă cu relaţia (15) ;

— parametrul T se alege astfel ca :

$$T = max\,(T_m + \tau,\; T_m + 4\,T_p). \qquad (17)$$

4. Acordarea practică a regulatorului cu eşantionare, verificări experimentale

Acordarea practică a regulatorului cu eşantionare constă în stabilirea parametrilor B_{pe} şi T pentru un proces dat. Aşa cum s-a arătat, acordarea optimă este considerată realizată cînd eroarea sistemului este anulată după o singură corecţie dată de regulatorul cu eşantionare.

La limita de stabilitate (sistemul cu eşantionare intră în oscilaţii întreţinute) regulatorul cu eşantionare trebuie să genereze un semnal de corecţie care să conducă în regim staţionar la variaţia mărimii de ieşire a procesului, astfel încît eroarea sistemului în perioada de eşantionare următoare să fie egală cu precedenta dar de sens contrar. Cu alte cuvinte, variaţia mărimii de ieşire la limita de stabilitate va fi :

$$(\Delta X_e)_{st\,lim} = 2\varepsilon = K_{Re\,lim} \cdot K_p \cdot \varepsilon, \qquad (18)$$

unde $K_{Re\,lim}$ este factorul de amplificare al regulatorului cu eşantionare la limita de stabilitate (s-a presupus relaţia (8) ca fiind îndeplinită).

Dacă se consideră acordarea optimă a regulatorului — cu factorul de amplificare $K_{Re\,opt}$ — atunci cînd este satisfăcută relaţia (12), se obţine :

$$K_{Re\,lim} = 2K_{Re\,opt}. \qquad (19)$$

Din relaţia (19) se poate deduce un criteriu de acordare practică a regulatorului cu eşantionare, şi anume :

— se alege perioada de eşantionare T după relaţia (8) ;

— se aduce sistemul la limita de stabilitate prin varierea lui K_{Re} — determinîndu-se $K_{Re\,lim}$ — şi apoi se alege K_{Re} cu ajutorul relaţiei (19).

Experimental s-a verificat variaţia duratei regimului tranzitoriu al sistemului cu eşantionare funcţie de factorul de amplificare al regulatorului cu eşantionare (fig. 3). Totodată s-au verificat toate relaţiile stabilite teoretic pentru sistemul cu eşantionare.

Din rezultatele experimentale se constată că, în cazul aplicării unei mărimi de intrare treaptă :

— pentru $K_{Re} > K_{Re\,opt}$ se obţine un regim subamortizat (fig. 4 *a*) ;

— pentru $K_{Re} < K_{Re\,opt}$ se obţine un regim supraamortizat (fig. 4*b*).

Un răspuns optim la o intrare treaptă este dat în figura 4c.

Se constată că, observînd răspunsul sistemului cu eşantionare la o intrare treaptă, se poate trage concluzia în ce sens trebuie modificat factorul de amplificare K_{Re} pentru a

obţine acordul optim al regulatorului cu eşantionare.

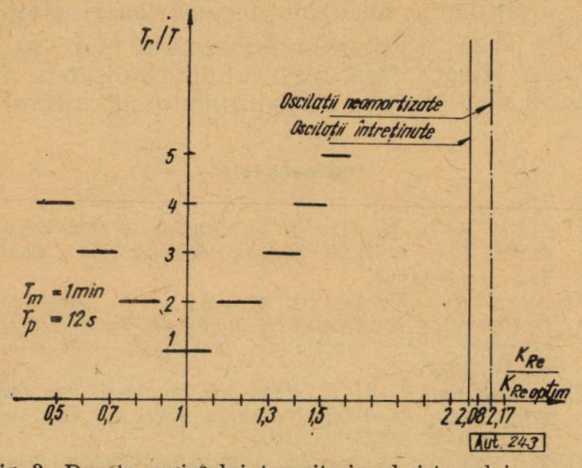


Fig. 3. Durata regimului tranzitoriu al sistemului cu eşantionare la aplicarea unui semnal treaptă la intrare, funcţie de factorul de amplificare al regulatorului cu eşantionare.

Se recomandă adoptarea următoarei metode practice de acordare a regulatorului cu eşantionare :

1) se trece regulatorul cu eşantionare pe comanda manuală şi se aplică la intrarea procesului un semnal treaptă, se înregistrează răspunsul procesului, se determină parametrii echivalenţi K_p, T_m şi T_p ai procesului ;

2) din relaţia (8) se alege perioada de eşantionare T (este preferabil să fie satisfăcută şi relaţia (17)) ; din motive constructive se poate alege o dependenţă strictă între T şi τ, ceea ce presupune alegerea implicită a parametrului τ ; ceilalţi parametri ai regulatorului — B_p şi T_{ic} — se aleg astfel încît să fie satisfăcută relaţia (13);

3) deoarece de obicei acordarea teoretică nu poate coincide cu acordarea optimă, se trece la închiderea buclei de reglare şi la ajustarea experimentală a lui K_{Re} ţinînd seamă de forma răspunsului la o intrare treaptă ; dacă se obţine un răspuns supraamortizat se măreşte K_{Re}, iar dacă se obţine un răspuns subamortizat se micşorează K_{Re}.

Acest criteriu practic de acordare al regulatorului cu eşantionare este mai avantajos dată fiind eliminarea necesităţii de a aduce sistemul de reglare la limita de stabilitate.

Regulatorul cu eşantionare de ordinul 1 este format dintr-un eşantionator şi un regulator PI. Pentru experimentări s-a folosit un eşantionator mecanic cu came, iar ca regulator PI s-a utilizat regulatorul electronic continuu FEA. Experimentările s-au efectuat pe un montaj experimental pentru încercarea regulatoarelor electronice continue, descris în lucrarea [5].

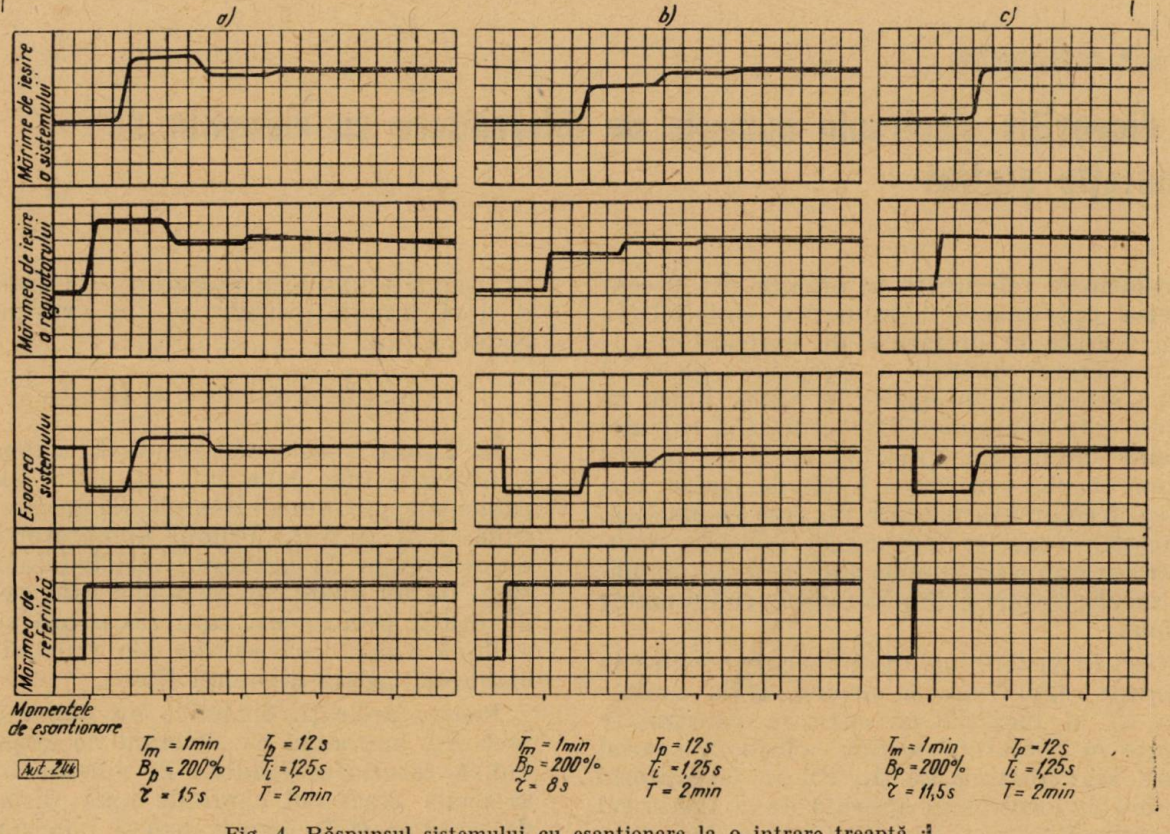


Fig. 4. Răspunsul sistemului cu eşantionare la o intrare treaptă. :
a — răspuns subamortizat ; *b* — răspuns supraamortizat ; *c* — răspuns optim.

5. Concluzii

Cu eforturi suplimentare minime — adăugarea unui eşantionator la un regulator PI — se poate obţine un regulator cu eşantionare de ordinul 1.

Analizînd caracteristicile regulatorului cu eşantionare de ordinul 1, reies următoarele avantaje :

— posibilitatea reglării în circuit închis a unor procese cu timp mort predominant, reglate în majoritatea cazurilor în circuit deschis ;

— obţinerea unei reglări calitativ superioare reglărilor executate cu ajutorul regulatoarelor convenţionale (durata regimului tranzitoriu mai scurtă şi suprareglaj teoretic inexistent la o intrare treaptă unitară).

— posibilitatea reglării proceselor la care se obţin informaţii asupra mărimilor reglate numai la anumite momente de timp, intervalul dintre două culegeri de date succesive fiind mai mare decît constantele de timp ale procesului ;

— uşurinţa manevrării şi acordării regulatorului într-o gamă largă de valori ;

— obţinerea unei soluţii constructive simple.

Pe baza avantajelor enumerate mai sus se poate afirma fără rezerve oportunitatea utilizării regulatorului cu eşantionare de ordinul 1.

BIBLIOGRAFIE

[1] Hausner, M. T. *Get the benefits of sempled data control from modified process controllers.* În : Control eng., mart 1961.

[2] Alecu-Căluşiţă, M. şi Lupaş, L. *Regulatoare electronice cu eşantionare şi numerice pentru procese tehnologice.* În : Automatică, metrologie, calculatoare, nr. 10, 1967.

[3] Haberstock, F. *Ueber die Synthese von Abtastreglern für Regelkreise beliebiger Ordnung.* În: Regelungstechnik, nr. 5, 6, 1965.

[4] Wheater, W. H. *An examination of techniques for the automatic control of processes with dead time.* Case Institute of Technology, raport 33—C—63—12, iun 1963.

[5] Alecu-Căluşiţă, M. şi Lupaş, L. *Montaj experimental pentru modelarea funcţionării regulatoarelor electronice de procese în circuitul de reglare.* În : Metrologie aplicată, nr. 4, 1968.

Dr. ing. P. CONSTANTIN

Un dispozitiv electronic numeric de diferenţiere cu elemente de comutaţie statică

Problemele referitoare la proiectarea şi construcţia regulatoarelor numerice sînt relativ puţin tratate în literatura de specialitate.

Din lucrările apărute se desprinde ideea că pentru sistemele automate cu multe bucle de reglare este recomandabilă utilizarea calculatoarelor numerice specializate, însă pentru sisteme cu una sau cîteva bucle de reglare utilizarea acestor calculatoare nu este economică. În aceste cazuri se recomandă folosirea regulatoarelor numerice simple, construite cu numărătoare electronice şi funcţionînd în codul unitar (monar).

Avînd în vedere importanţa pentru industrie a acestor regulatoare şi plecînd de la constatarea că în lucrările cu caracter constructiv apărute în literatură se dau soluţii în special pentru regulatoarele de tip PI, în laboratorul Catedrei de electronică aplicată de la Institutul politehnic Bucureşti s-a construit un dispozitiv electronic numeric pentru elaborarea părţii diferenţiale (D) a unui regulator numeric PID.

În lucrare se vor prezenta ideile constructive de bază ale dispozitivului, precum şi soluţiile date unor probleme constructive parţiale.

Dispozitivul calculează prima diferenţă finită a unei funcţii discrete $x_d\ (n)$ exprimată în codul unitar :

$$x_e(n) = x_d\ (n) - x_d\ (n-1).$$

În figura 1 este reprezentată schema bloc a dispozitivului construit, ale cărui elemente principale sînt numărătoarele electronice reversibile NR_1 şi NR_2. Primul numărător îndeplineşte funcţia de memorie, reţinînd informaţia timp de un ciclu, iar al doilea este elementul de calcul propriu-zis, care realizează scăderea a două valori consecutive ale funcţiei $x_d(n)$, elaborînd prima diferenţă finită.

Pentru aplicaţii didactice un numărător direct N_3, împreună cu sistemul de afişare SA, indică rezultatul scăderii în valoare absolută şi semn. Aparatul cuprinde apoi dispozitivul de transfer DT_1, care transferă informaţia din NR_1 în NR_2, şi DT_2, care transferă componenta diferenţială D din NR_2 în instalaţia automată sau la sistemul de afişare.

Funcţionarea dispozitivului într-un ciclu se desfăşoară în trei etape. Se presupune că ini-

ţial NR_1 este gol, iar în NR_2 este înscrisă mărimea $x_d(n-1)$ de la ciclul precedent.

În prima etapă, mărimea $x_d(n)$, sub forma unui tren de impulsuri, se aplică la ambele

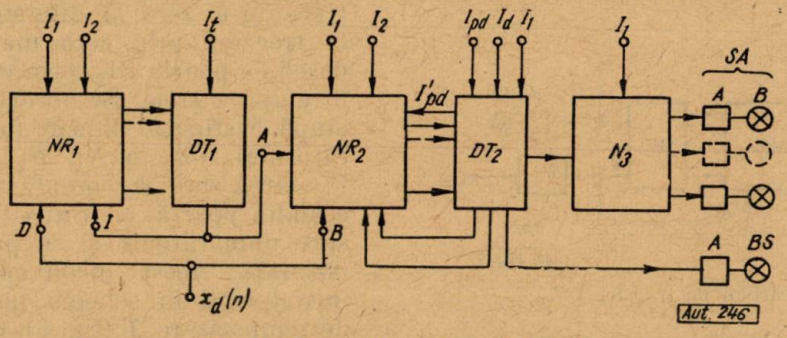


Fig. 1. Schema bloc a dispozitivului.

numărătoare. NR_1 numără direct şi indică $x_d(n)$, iar NR_2 numără invers şi indică $x_d(n-1)-x_d(n)$. În etapa a doua, diferenţa finită se transferă din NR_2 în N_3 şi NR_2 se goleşte, iar în

pe baza metodei denumărării. Dispozitivul de transfer permite trecerea impulsurilor unui generator GI atît timp cît starea numărătorului NR_1 este diferită de zero. Impulsurile de

la ieşirea din DT_1 se aplică la NR_2 şi totodată la intrarea de numărare inversă a numărătorului NR_1 (fig. 1). Cînd numărătorul ajunge în starea zero, trecerea impulsurilor generatorului înce-

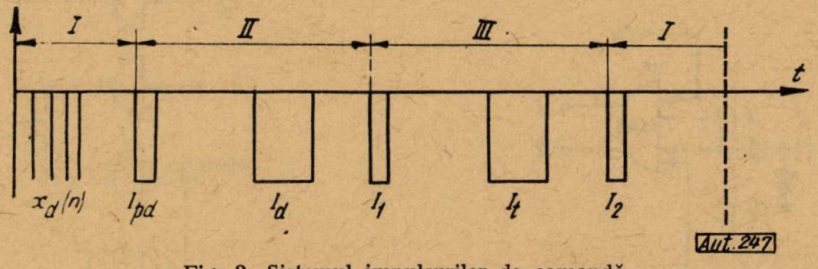


Fig. 2. Sistemul impulsurilor de comandă.

etapa a treia are loc transferul în NR_2 a mărimii x_d (n) din NR_1 şi golirea acestui numărător.

Un sistem de impulsuri (I_1, I_2, I_t, I_d, I_{pd}) (fig. 2) comandă sensul de numărare al numărătoarelor în fiecare etapă, intervalul de deschidere a dispozitivelor de transfer şi alte

tează. Schema logică cuprinde poarta ŞI, la care se aplică impulsurile generatorului *GI*, impulsul de comandă I_t şi tensiunea de ieşire a circuitului SAU, cu rol de sesizor de zero. Intrările circuitului SAU sînt cuplate cu ieşirile celulelor numărătorului NR_1 (fig. 3).

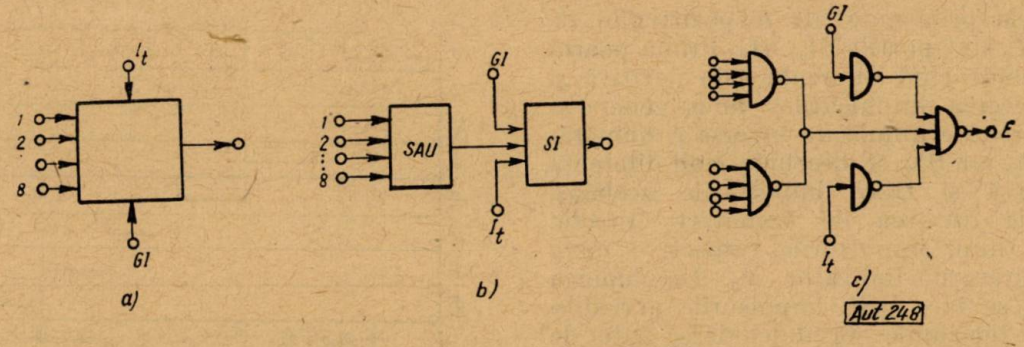


Fig. 3. Dispozitivul de transfer DT_1.

operaţii. În figura 2 este reprezentată şi valoarea $f(n)$ a funcţiei discrete.

1. *Structura dispozitivelor de transfer.* Sinteza dispozitivului de transfer DT_1 este foarte simplă deoarece informaţia înscrisă este totdeauna pozitivă. Schema logică se întocmeşte

Circuitele logice SAU, ŞI au fost realizate cu elemente NICI după regulile cunoscute.

Stabilirea structurii dispozitivului DT_2 este mai dificilă deoarece acesta trebuie să transfere mărimi atît pozitive cît şi negative şi să indice totodată semnul diferenţei.

Dacă în numărător este înscrisă o mărime pozitivă $n_1 - n_2$, extragerea se face prin metoda denumărării, aplicînd la numărător o succesiune de impulsuri, care se numără în sens invers pînă cînd se anulează conţinutul.

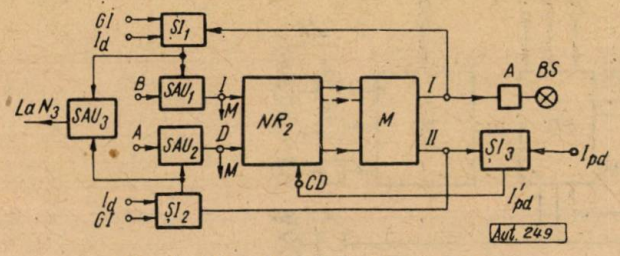


Fig. 4. Dispozitivul de transfer DT_2.

Dacă însă la numărător se aplică în sens invers un număr de impulsuri n_2 $(n_2 > n_1)$, diferenţa $n_1 - n_2$ este negativă. În acest caz în numărător este înscris numărul $n_m - n_2 + n_1 + 1$, n_m fiind capacitatea sa maximă. Valoarea absolută a diferenţei $n_1 - n_2$ se poate

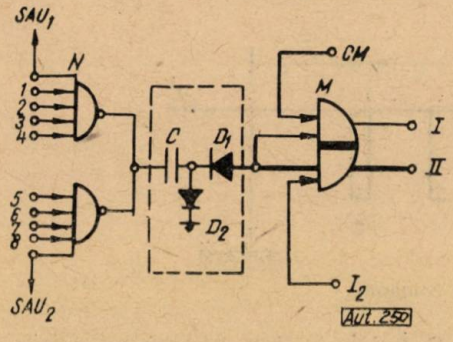


Fig. 5. Memoria M.

extrage aplicînd la numărător o succesiune de impulsuri, care se numără în sens direct, pînă cînd acesta ajunge în starea zero :

$$n_m - n_2 + n_1 + 1 + n_2 - n_1 = n_m + 1.$$

Elementele principale ale dispozitivului de transfer DT_2 sînt porţile $ŞI_1$, $ŞI_2$. Prima poartă $ŞI_1$ se deschide cînd diferenţa este pozitivă şi permite trecerea impulsurilor unui generator GI la intrarea de numărare inversă a numărătorului NR_2, iar $ŞI_2$ se deschide cînd diferenţa este negativă şi trece impulsurile aceluiaşi generator la intrarea de numărare directă. În acelaşi timp, impulsurile respective merg şi la numărătorul indicator N_3. Deschiderea porţilor ŞI se face prin impulsurile periodice I_d şi prin tensiunile de deschidere date de memoria M cu rol de sesizor de zero (fig. 4).

Memoria M (fig. 5) este un circuit basculant bistabil, comandat de circuitul logic NICI (N) printr-un circuit de diferenţiere şi blocare a impulsurilor pozitive (C, D_1, D_2). Intrările circuitelor NICI sînt legate la ieşirile celulelor numărătorului NR_2. La începutul fiecărui ciclu, memoria este aşezată într-o poziţie corespunzătoare unei diferenţe pozitive, prin impulsul I_2, şi deschide poarta $ŞI_1$. În etapa a treia, transferul din NR_2 în N_3 se face prin această poartă.

Dacă însă, în cursul numărării,numărătorul trece prin zero şi diferenţa devine negativă, la trecerea prin zero memoria se comută şi deschide poarta $ŞI_2$, prin care se face transferul în etapa a treia. Se observă însă că în această etapă, la sfîrşitul transferului conţinutului numărătorului NR_2 în N_3, N_2 ajunge de asemenea în starea zero, se comută memoria, se deschide cealaltă poartă, continuă trecerea de impulsuri spre numărătoare şi se perturbă funcţionarea normală. Acest inconvenient s-a soluţionat introducînd în schema porţilor ŞI un circuit de temporizare T (fig. 6), care întîrzie acţiunea de deschidere a porţilor un timp egal cu durata impulsurilor de comandă a transferului I_d.

Transferul conţinutului numărătoarelor se poate face şi prin metoda paralel, transmiţînd simultan starea celulelor unui numărător la

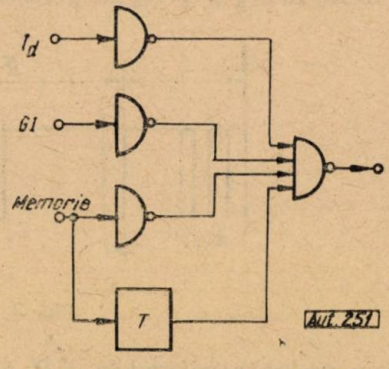


Fig. 6. Porţile ŞI ale dispozitivului DT_2.

celulele corespunzătoare ale celui următor. Sinteza acestor dispozitive cu circuite logice NICI duce la scheme mai complicate şi mai scumpe decît cele precedente.

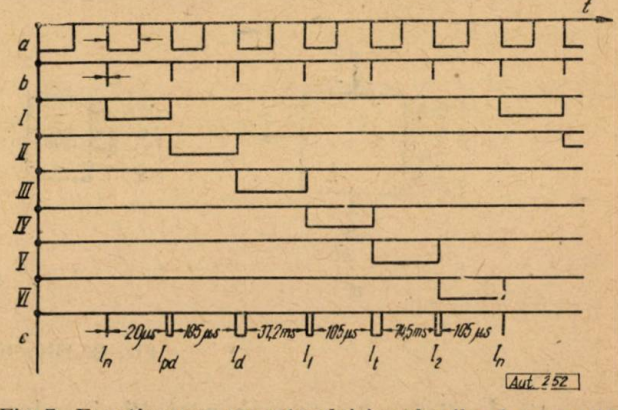


Fig. 7. Funcţionarea generatorului impulsurilor de comandă.

2. Generatorul impulsurilor de comandă. Pentru comanda funcţionării dispozitivului s-a construit un generator care produce impulsurile periodice din figura 7,*c*.

Sistemul de producere a impulsurilor (fig. 8) constă într-un generator de impulsuri dreptunghiulare cu frecvenţa $f_0 = 1{,}2$ Hz, GI_1, şi un circuit de temporizare T_1, care reduce durata impulsurilor la valoarea de 20 μs necesară pentru comanda distribuitorului de impulsuri D_1 (fig. 7,*b*).

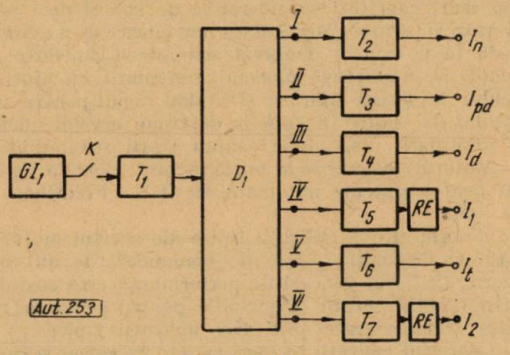


Fig. 8. Generatorul impulsurilor de comandă.

Distribuitorul D_1 se realizează după schema numărătorului în inel şi la fiecare din cele şase ieşiri produce impulsuri dreptunghiulare periodice cu perioada de 5 s şi durata de 840 ms (fig. 7, *I*—*VI*). Circuitele de temporizare $T_2 - T_7$ reduc duratele impulsurilor la valorile arătate în figura 7,*c*. Impulsul I_n comandă generatorul funcţiei discrete. Impulsul I_2 urmează să acţioneze numărătoarele NR_1, NR_2 şi memoria M şi să şteargă numărătorul N_3, care se aduce la zero după fiecare ciclu. Fiind necesară acţionarea a 11 circuite NICI, se introduce un repetor pe emitor pentru a asigura puterea de comandă necesară.

3. Generatorul funcţiei discrete. Pentru încercarea dispozitivului s-a generat o funcţie discretă construită din două trenuri de impulsuri, care se repetă periodic. În acest mod se obţin diferenţe finite atît pozitive cît şi negative.

Schema generatorului (fig. 9) cuprinde distribuitorul D_2, comandat de impulsurile I_n, circuitele de temporizare T_8 şi T_9, care reduc duratele impulsurilor date de distribuitor la 31 ms, respectiv 46 ms. Aceste impulsuri deschid porţile $ŞI_1$, $ŞI_2$, permiţînd trecerea la ieşire a impulsurilor generatorului GI, prin circuitul logic SAU. Frecvenţa impulsurilor generatorului GI s-a ales iniţial de 3 220 Hz, aşa încît cele două trenuri de impulsuri cuprindeau cîte 100, respectiv 148 impulsuri, iar diferenţa finită avea valori de ± 48 impulsuri.

În cursul experimentării dispozitivului s-a constatat că memoria M se comută de mai multe ori în cursul procesului de numărare, înainte ca numărătorul să ajungă în starea zero. Aceste comutări se datorau stărilor de zero, de scurtă durată, ale tuturor celulelor numărătorului, care apar la aplicarea impulsurilor de ordinul 2^k ($k \geqslant 1$).

Pentru a combate această acţiune, la intrările circuitului NICI, sesizor de zero al memoriei M, s-au aplicat şi impulsurile de numărat de la ieşirea circuitelor SAU_1, şi SAU_2 (fig. 4 şi 5). În acest fel memoria nu poate fi comutată de stări de zero ale numărătorului, care apar pe durata impulsurilor numărate.

Totodată s-a redus frecvenţa impulsurilor numărate la 2 000 Hz, mărindu-se durata acestora, pentru a evita comutarea memoriei la stările de zero ce apar la valorile mari ale rangului k.

După această reducere, trenurile de impulsuri au 62, respectiv 92 impulsuri şi diferenţa finită $\pm$ 30 impulsuri.

4. Probleme constructive. Concluzii. Pentru construcţia dispozitivului s-au folosit elemente de comutaţie statică de tip UNILOG—A. Au fost necesare 119 module NICI şi 15 module TIMP. Dat fiind însă că într-o construcţie industrială generatorul funcţiei discrete, numărătorul N_3 şi sistemul de afişare nu sînt necesare, numărul de module necesare se reduce la 89 circuite NICI şi 13 TIMP.

Utilizarea numai a două tipuri de module confirmă avantajul cunoscut al tehnicii numerice : necesitatea unui mic număr de detalii de bază.

Modulele s-au asamblat în 15 blocuri constructive. O parte din aceste blocuri sînt interşanjabile, ceea ce confirmă încă un avantaj specific tehnicii numerice.

Modelul realizat funcţionează corect avînd erori de $\pm$ 1 impuls, specifice instalaţiilor cu numărătoare.

Rezultatele pozitive obţinute cu acest model funcţionînd cu o perioadă de 5 s confirmă calitatea circuitelor de comutaţie statică UNILOG—A şi totodată posibilitatea de a utiliza aceste circuite la construcţia echipamentelor de reglare numerică pentru procesele industriale lente la care se acceptă perioade de eşantionare de la valori de ordinul 20 s sau mai mari [2, 4].

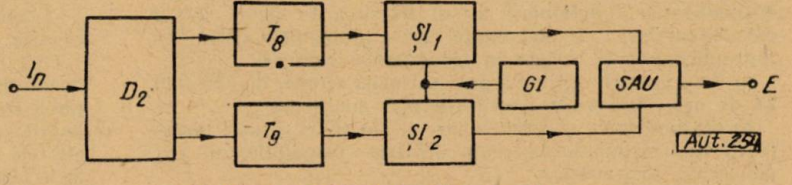


Fig. 9. Generatorul funcţiei discrete.

BIBLIOGRAFIE

[1] Mergler, H. şi Habbard, K. *Digital control for the single loop.* În : Control engineering, nr. 2, 1965.

[2] Krug, E. K. *Ţifrovie reguliatorî.* Moscova, 1965.

[3] Niţu, C. O *metodă pentru varierea parametrilor de acordare a regulatoarelor numerice.* În : Automatica şi electronica, nr. 5, 1967.

[4] Bernard, I. şi Cashen, I. *Direct digital control.* În : Instruments and control systems, aug 1965.

ACTUALITĂŢI

„Automatica", revista Federaţiei internaţionale de automatică (IFAC), numerele 1 şi 2-1969

„Importanţa sistemelor automate pentru dezvoltarea lumii şi a civilizaţiei este unică pentru că aceste sisteme ajută omenirea să scape de unele munci grele necesare asigurării traiului şi să mărească cantitatea de bunuri materiale fără a se recurge la exploatarea omului de către om. Din această cauză este foarte de dorit ca înţelegerea şi folosirea sistemelor automate să fie dezvoltate şi extinse mai repede în întreaga lume.

Revista „Automatica", publicată bilunar de IFAC începînd cu anul 1969, oferă celor care lucrează în întreaga lume în automatică posibilitatea de a citi şi scrie despre dezvoltările noi şi importante şi despre tendinţele care vor influenţa evoluţia viitoare a automaticii".

Cele de mai sus sînt extrase din prezentarea noii reviste făcută de H. Chestnut, preşedintele comitetului de redacţie.

IFAC publică în „Automatica" articole care se referă la cercetări teoretice şi experimentale, precum şi asupra progreselor originale în domeniul sistemelor automate şi anume : toate aspectele teoretice, proiectarea şi caracterizarea elementelor componente, efectele caracteristicilor elementelor şi proceselor asupra desfăşurării automatizării, siguranţa în funcţionare a elementelor componente şi a sistemelor în ansamblu. Este important de menţionat că se consideră indicat ca comunicările teoretice să includă şi domeniile de aplicaţii, comunicările care se referă la elemente să facă şi o expunere analitică teoretică adecvată şi, atunci cînd este cazul, să se introducă şi o examinare a implicaţiilor economice. Aceste cerinţe de a se lărgi aspectele aplicative ale articolelor publicate confirmă hotărîrea din ultimul timp luată de IFAC — ca urmare a criticilor care i s-au făcut — ca în activitatea sa să evite prăpastia din trecut dintre nivelul teoretic al preocupărilor şi valoarea lor aplicativă.

Se vor comenta în cele ce urmează unele dintre articolele publicate în numerele 1 şi 2, alegînd pe acelea care prezintă un mai mare interes pentru cercetările şi preocupările de la noi.

— Aplicarea programării dinamice la automatizarea sistemelor de alimentare cu apă, de R.E. Carson şi W.G. Keckler (nr. 1, p. 15—26).

Complexitatea şi costul ridicat al proiectelor sistemelor hidraulice au făcut să crească în ultimii ani interesul pentru optimalizarea funcţionării lor şi folosirea în acest scop a calculatoarelor. Cele mai multe dintre problemele sistemelor hidraulice pot fi clasate în următoarele categorii :

a) funcţionarea optimală pe o perioadă scurtă, de exemplu 24 de ore, cînd toate cantităţile sînt cunoscute ;

b) optimalizarea politicii lunare şi anuale cînd unii dintre parametrii sistemului, precum debitele disponibile, nu sînt cunoscute cu precizie ;

c) planificarea sau alocarea surselor pe termen lung cînd cererile pot fi sau nu cunoscute cu precizie.

Problemele reale ale surselor hidraulice cuprind numeroase constrîngeri şi variabile de stare. Articolul explică cum se poate aplica programarea dinamică ţinînd seamă de aceste dificultăţi, rezolvîndu-se şi discutîndu-se patru exemple reale.

— Automatizarea optimală a unor rezervoare de depozitare în timpul perioadelor de inundaţie, de 0. Levin (nr.1, p. 27—34). Sosirile la rezervoare sînt de natură aleatorie şi variază după sezon. Există riscul ca să sosească într-un timp scurt cantităţi considerabile de apă şi deci pericol de deversări şi pagube. Mijlocul cel mai eficace de a evita aceasta constă în a evacua deliberat dinainte o cantitate din apa stocată. Se analizează modelul matematic cu ajutorul procedeului de decizie Markov şi se dau reguli pentru stabilirea debitului de ieşire în funcţie de timp, nivelul apelor şi de alte informaţii disponibile asupra stării sistemului.

— Motorul pas cu pas în buclă închisă, element de execuţie ideal pentru sisteme automate, de T.R. Fredriksen (nr. 1, p. 61—65).

Se descriu cîteva aplicaţii tipice ale acestui motor şi cum acest nou dispozitiv poate fi comandat de un calculator numeric. Criteriul general de performanţă este costul minim pentru funcţia cerută. Principiile pentru comanda prin calculator sînt ilustrate prin trei aplicaţii tipice.

— Controlul calităţii în mari cariere de calcar şi în cuptoarele de ars, de W. Schäfer (nr. 2, p. 125—144).

Variaţii mari ale calităţii calcarului extras proveneau de la compoziţia diferită a minereului extras din 20 de puncte a două mari cariere. Calitatea este menţinută în limitele impuse, reglînd cadenţa de descărcare a materiei prime de provenienţă diferită. Această operaţie, care necesită tratarea de informaţii preluate din instalaţia de 3 km diametru, se face cu ajutorul unui calculator. Acest calculator controlează în plus funcţionarea a 180 de părţi din instalaţie şi realizează numeroase calcule cu caracter de gestiune. Instalaţia de control a costat 300 000 dolari. Eficienţa economică nu a fost divulgată, dar se consideră că a fost bună pentru că întreprinderea respectivă a comandat o extindere considerabilă a acestei automatizări.

— Un sistem de prezicere adaptiv pentru debitul rîurilor pentru controlul on-line al sistemelor de resurse de apă, de J. Toyoda, N. Toriumi şi Y. Inoue (nr. 2, p. 175—181).

Comanda şi gestiunea centralizată a sistemelor hidraulice cuprinzînd rîuri, rezervoare, centrale hidraulice şi vane au fost studiate de curînd în Japonia, cu scopul stabilirii unei funcţionări optimale. Prevederea debitului unui rîu este o problemă fundamentală şi a fost studiată cu ajutorul unui model adaptiv. Consideraţiile deduse teoretic au fost aplicate începînd cu 1967 la sistemul hidraulic cu comandă centralizată a rîului Sagami, cu rezultate satisfăcătoare.

— Asupra reglării temperaturii în locuinţele încălzite electric, de W.K. Roost şi I. Wilenitz (nr. 2, p. 209—230).

Una dintre problemele cele mai importante pentru producătorii de energie electrică din S.U.A. o constituie dezvoltarea explozivă a locuinţelor, care se consideră că va deveni de 10 ori cea actuală pînă în 1980. În articol se examinează efectele financiare ale acestei dezvoltări şi se discută problemele legate de practica actuală necorespunzătoare în ce priveşte reglarea temperaturii obţinute prin încălzire electrică. Se dezvoltă amănunţit bazele teoretice ale acestei reglări şi se dau criterii de confort şi metode practice pentru a se obţine temperatura recomandată. Pe aceste baze s-au conceput tipuri noi de termostate care au dovedit o funcţionare superioară modelelor existente. Articolul cuprinde o bogată documentare bibliografică.

Este desigur prematur să se tragă o concluzie dacă această revistă şi-a găsit un loc specific folositor între numeroasele reviste care se ocupă de problemele de automatizare. Trebuie să se considere însă că începutul este bun.

Supravegherea şi dirijarea automată a traficului urban

Primele încercări pentru a folosi calculatoare pentru a supraveghea traficul urban s-au făcut acum opt ani. Actualmente în cinci oraşe din America de Nord există asemenea instalaţii din care numai una, din Toronto, efectuează o dirijare automată a traficului. În mod surprinzător situaţia în Europa este ceva mai bună. Care sînt motivele pentru care introducerea calculatoarelor, cu care se conduc direct procese industriale foarte complicate, este într-o fază atît de incipientă în dirijarea traficului urban? S-ar părea că ele sînt următoarele, judecînd după instalaţiile executate în S.U.A. [1] :

— nu a fost posibil să se întrebuinţeze capacitatea calculatoarelor pentru a stabili modele, simulări şi a dezvolta teoria traficului urban ;

— nu s-a putut stabili un „software" satisfăcător din cauza lipsei unei baze teoretice necesare dezvoltării unui algoritm de control optim ;

— nu s-au aplicat concepţii noi pentru „hardware", necesare acestui domeniu, în special în S.U.A.

Se vor trece în revistă în cele ce urmează realizările de pînă acum şi unele tendinţe care se conturează pentru dezvoltarea acestei concepţii în perioada următoare 1970—1975.

La Toronto, instalaţia cuprinde două calculatoare dintre care numai unul funcţionează după o concepţie apropiată de intersecţii în comparaţie cu un trafic mediu şi cu timpul de ocupaţie în unele sectoare. Se pare că nici în acest caz dirijarea automată nu a dat rezultate satisfăcătoare şi concludente.

În Europa, în Anglia şi R.F. G., s-au făcut unele progrese în aplicarea calculatoarelor pentru dirijarea traficului. În concepţia engleză, în general, fiecare intersecţie este prevăzută

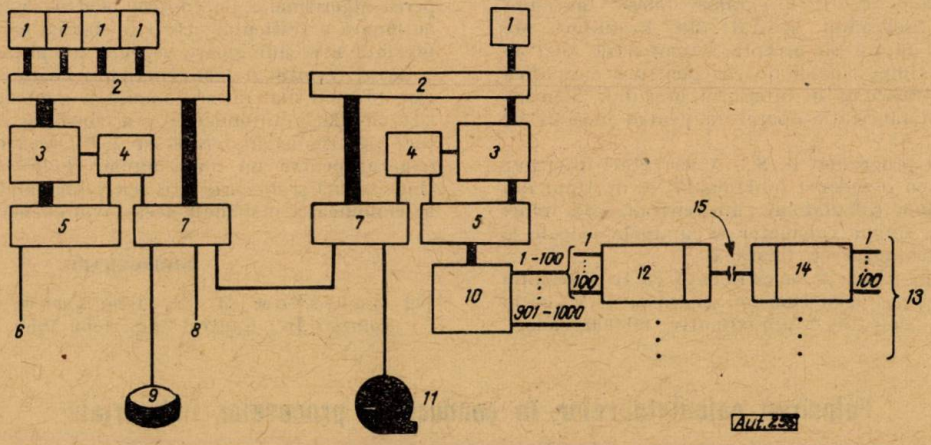


Fig. 1. Soluţie pentru sistemul de dirijare a traficului folosind două calculatoare, unul pentru legături şi al doilea pentru calcule:

1 — 8 *k*; *2* — memorie; *3* — procesor; *4* — control; *5* — canal multiplexer; *6* — elemente intrare-ieşire de viteză mică; *7* — selector de canal; *8* — elemente intrare-ieşire de viteză mare; *9* — disc; *10* — liniile de multiplexer; *11* — perforatoare; *12* — descaner; *13* — detectoare de vehicule şi indicatoare de stare; *14* — scaner; *15* — linii de legătură cu frecvenţă vocală.

de aceea denumită on-line, supraveghind la început nouă intersecţii, actualmente putîndu-se ajunge la aproximativ 500 de intersecţii. Calculatorul prelucrează fiecare semnal la 0,5 s şi, prin comparaţie cu planul înmagazinat, se transmite o decizie dacă rezultă o asemenea necesitate. Sînt în fapt înmagazinate diferite planuri pentru a se face faţă diferitelor situaţii posibile: aglomeraţia de dimineaţă, situ-

cu o aparatură de detecţie şi intersecţiile sînt conectate şi între ele pentru a se stabili scurgerea traficului, întrebuinţîndu-se în acest scop regulatoare locale de trafic. Actualmente se fac două experimentări pentru introducerea calculatoarelor în acest domeniu, una la Glascow şi a doua în West-London. Sînt întrebuinţate în prima, două nivele de control, unul strategic, care are ca scop să minimizeze întîrzierea în întreaga

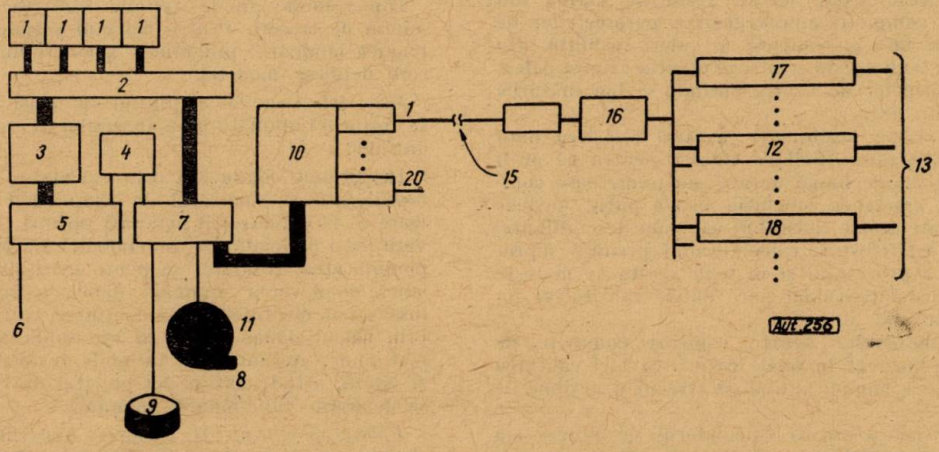


Fig. 2. Soluţie pentru sistemul de dirijare a traficului urban folosind un calculator şi unele elemente locale de calcul:

1 — 8 *k*; *2* — memorie; *3* — procesor; *4* — control; *5* — canal multiplexer; *6* — elemente intrare-ieşire de viteză mică; *7* — selector de canal; *8* — alte elemente cu viteză mare; *9* — disc; *10* — multiplexer paralel; *11* — perforatoare; *12* — acumulator de numărătoare; *13* — detectoare de vehicule şi indicatoare de stare; *15* — linii de legătură cu frecvenţă vocală; *16* — registru intrare-ieşire *17* — înmagazinare de viteze; *18* — indicator de stare.

aţii neprevăzute etc. Planul în funcţiune poate fi modificat în orice moment prin manipulări manuale sau în mod automat după ora zilei sau volumul traficului. Experienţa de la Toronto nu s-a dovedit însă satisfăcătoare cu schimbările de plan făcute pe baza ultimului criteriu şi deci nu ne găsim în realitate în faţa unui sistem on-line.

O instalaţie recentă — executată la Wichita Falls în 1967— dirijează traficul pe baza volumului traficului pentru 77 reţea, şi al doilea tactic, care îşi propune să satisfacă necesităţi locale. În instalaţia din West-London se controlează 70 de intersecţii pe o suprafaţă de $6\,^1/_2$ mile pătrate şi se întrebuinţează 480 de detectoare, informaţiile fiind prelucrate de două calculatoare pe baza a trei programe, după ora respectivă a zilei. S-a constatat că sînt necesari şi operatori care să conducă traficul la nivel tactic.

În R.F.G., concepţia, experimentată de Siemens, se apropie de cea de la Toronto, avînd două calculatoare dintre care unul pentru calcule şi celălalt pentru intrare-ieşire. Instalaţiile făcute de Siemens sau în curs sînt : la Helsinki pentru 55 de intersecţii, în Berlin-West pentru 1 000 de intersecţii şi în Frankfurt de asemenea pentru aproximativ 1 000 de intersecţii. În ultimul caz se prevăd şapte calculatoare, cu un calculator suplimentar de supraveghere. S-a instalat un prim calculator cu 12 programe alese automat după ora zilei. Programul general din Frankfurt are drept caracteristică faptul că acceptă formarea de cozi la intrările în oraş în timpul orelor de vîrf pentru a simplifica problema dirijării traficului în interiorul oraşului. Siemens a afirmat că are în fabricaţie aparatura pentru încă 21 de asemenea instalaţii.

Actualmente s-au programat în S.U.A. cercetări intensive în această direcţie cu o schemă funcţională fie de tipul din figura 1, adică cu două calculatoare cu o centralizare a informaţiilor, fie cu un singur calculator şi cu unele calcule şi decizii luate local conform cu figura 2.

Pentru soluţia din figura 2 se estimează că în instalaţia cuprinzînd 49 de intersecţii în Houston ,,hardware'' va costa 220 000 dolari şi ,,software'' aproximativ 60 000 dolari. Pentru 1 000 de intersecţii se estimează că ,,hardware'' va costa aproximativ 3 milioane dolari, fără o creştere importantă în ,,software''.

Se estimează că vor trebui aproximativ cinci ani înainte ca să se creeze o concepţie sigură în acest domeniu. Desigur că ,,hardware'' există. Lipsesc însă suficiente date — şi trebuie foarte numeroase — pentru a se putea concepe modelele, simularea, dezvoltarea teoriei traficului urban şi conceperea algoritmelor de control pentru ca în adevăr dirijarea automată a traficului urban să devină o realitate. Problema prezintă însă numeroase aspecte complexe.

Ca un rezultat al unor experienţe făcute în Los Angeles, în care în mod manual se comandau semnalele pentru a favoriza circulaţia autobuzelor, s-a constatat că întîrzierile acestora s-au redus în medie cu 75 %, ceea ce a constituit un avantaj pentru un mare număr de călători. Trebuie deci ţinut seamă şi de caracteristica vehiculului oprit, aspect care ar complica şi mai mult această problemă.

BIBLIOGRAFIE

[1] Bairstow J. N. *What's wrong with urban traffic control.* În : Control eng., febr 1969.

Folosirea calculatoarelor în conducerea proceselor industriale

Unele opinii europene

În ultimul timp au apărut în revistele de specialitate europene numeroase expuneri asupra întrebuinţării calculatoarelor pentru conducerea optimă a proceselor industriale şi în cele ce urmează se face o sinteză a opiniilor exprimate pentru cîteva domenii industriale [1], [2].

Centrale energetice. Scopul iniţial al introducerii calculatoarelor a fost îmbunătăţirea randamentului. Se pare că estimaţiile au fost prea optimiste, centralele energetice putînd funcţiona aproape de optim din punctul de vedere al randamentului şi fără calculatoare. În prezent este mai răspîndită opinia că întrebuinţînd calculatoare se obţine o disponibilitate mai mare a utilajului, adică o funcţionare care menajează acest utilaj. Aceste rezultate derivă din posibilitatea unei complete supravegheri a parametrilor de stare ai procesului care se compară cu valori stabilite prin luare de probe. În felul acesta se atrage atenţia asupra defecţiunilor sau fenomenelor de uzură, putîndu-se lua măsurile corespunzătoare din timp.

În ce măsură aceste posibilităţi justifică folosirea unui calculator de proces este dificil de stabilit pentru că ar fi necesare supravegheri de lungă durată sau numeroase comparaţii. În fapt o asemenea concluzie nu s-a putut deduce pînă acum. Cu toate aceste constatări oarecum descurajante, totuşi se admite că folosirea calculatorului permite supravegherea optimă a procesului şi în felul acesta se măreşte disponibilitatea instalaţiei chiar dacă datele cantitative nu sînt acceptate în mod unanim.

Folosirea calculatoarelor pentru comenzi complete de pornire-oprire s-a încercat în unele cazuri. Şi aici căutarea unei soluţii optime economic a avut în trecut o acţiune de frînare [3].

Oţelării. În asemenea cazuri calculatorul de proces s-a folosit pentru îmbunătăţirea producţiei. Cu ajutorul unui model stabilit cu ajutorul datelor obţinute prin calculator s-a reuşit în cazul oţelăriilor cu oxigen să se menţină : conţinutul de carbon final în domeniul de la 0,2 la 1 % cu variaţii de 0,03 % pentru 80 % din şarje, temperatura finală în domeniul 1 560—1 640°C cu ± 10—15°C de asemenea pentru 80 % din şarje, iar în ce priveşte greutatea pentru un convertor de 70 t o eroare de 300—400 kg. În funcţionarea manuală abaterile respective sînt : 0,07 % pentru conţinutul final de carbon, ± 30°C pentru temperatura finală şi 1 000—2 000 kg pentru greutate.

Rezultatele obţinute cu ajutorul calculatorului sînt deci de 2—3 ori mai bune.

În afară de parametrii de mai sus pentru care s-au arătat îmbunătăţirile în valori statice, mai sînt încă doi parametri importanţi şi anume distribuirea oxigenului pe zgură şi fluxul de căldură. Rezultatele de pînă acum ale folosiri calculatorului demonstrează că într-o anumită măsură se reuşeşte a se distribui optim oxigenul. În ce priveşte fluxul termic, nu există experienţe definitiv concludente.

Laminoare. Pentru optimizarea tuturor proceselor parţiale, calculatorul de proces calculează necesarul de timp pentru toate agregatele de acţionare, le corelează între ele şi stabileşte momentul comenzii pentru fiecare din acţionări. Parametrii finali ai procesului sînt : grosimea, variaţia grosimii, lăţimea tablei fabricate, precum şi obţinerea unei desfăşurări optime în timp a procesului i ţinînd seamă de limitările electrice şi mecanice.

Dimensiunile finale trebuie obţinute printr-un număr minim de treceri. Pentru calculul tuturor parametrilor din tehnica laminării, programul calculatorului conţine ecuaţiile care definesc modelul.

Prin folosirea calculatorului la căile brute de laminare se obţine o îmbunătăţire a abaterilor în raport de 2—3 pentru grosime.

Rezultatele conducerii prin calculator au fost la început descurajatoare, necesarul de timp fiind cu 10—20 % mai mare ca la conducerea manuală optimă. Numai după observaţii pe o perioadă mai îndelungată s-a putut stabili că disponibilitatea utilajului se poate mări simţitor în acest fel, adică conducerea manuală dădea o producţie mai mare însă cu o cheltuială de întreţinere mai mare. Conducerea prin calcul dădea totuşi în ansamblu rezultate economice mai bune. Actualmente în noile instalaţii s-a putut mări şi viteza, astfel încît şi din punctul de vedere al producţiei se depăşeşte funcţionarea manuală.

Fabrici de ciment [4]. Deoarece materiile brute au caracteristici care oscilează din punctul de vedere al calităţii, calculatorul, în funcţie de calitatea cimentului cerut, comandă raportul de amestec al acestora. În acest fel se obţine ca aşa-numitul standard de var, a cărui valoare la cimenturile portland se situează în funcţie de calitate între 92 şi 98 unităţi, să aibă variaţii de ± 1 unitate, obţinîndu-se o îmbunătăţire în raport de cel puţin 1 :2 faţă de alte metode.

Avantajul mare al calculatorului de proces în această industrie îl constituie posibilitatea unei producţii de calitate stabilă, chiar dacă compoziţia componenţilor variază. Rezultatele bune obţinute pînă acum permit renunţarea la silozurile mari şi costisitoare de omogenizare.

Trebuie menţionat că proba automată şi un analizor adecvat au constituit o problemă deosebită a cărei rezolvare a influenţat hotărîtor eficienţa concepţiei de automatizare cu ajutorul calculatorului.

Reglarea directă numerică (*DDC*). Se înţelege prin aceasta folosirea calculatorului de proces şi pentru problemele de reglare care se rezolvă pînă acum în mare măsură cu regulatoare analogice, el preluînd ca regulator multiplu funcţiunea unui mare număr de regulatoare. Se urmăreşte prin aceasta o echipare mai economică şi o conducere mai bună în regim tranzitoriu. În ce priveşte investiţia respectivă se pare că după analize aprofundate s-a constatat că rezultatele pozitive ale sistemului DDC se obţineau numai dacă se luau în consideraţie şi probleme suplimentare de comandă şi optimizare.

În timp ce din cauza cheltuielilor mari, în majoritatea cazurilor nu se obţine o economicitate a investiţiilor prin metoda DDC, comparată strict cu automatizările analogice convenţionale, flexibilitatea calculatorului de proces permite o îmbunătăţire importantă a reglării care trebuie luată în consideraţie pentru o comparaţie corectă. Sînt posibile algoritme speciale de reglare. În cazul unor procese cu neliniarităţi se poate îmbunătăţi considerabil funcţionarea instalaţiei. De exemplu la o coloană de acetataldehidă, s-a obţinut în felul acesta o economie de energie de 5-10% [5].

Exemplele de mai sus, din experienţe europene, confirmă progresul substanţial care se poate obţine cu calculatoarele de proces, dar în acelaşi timp pune în evidenţă şi dificultatea problemelor pe care le ridică aceste optimizări.

BIBLIOGRAFIE

[1] Kaltenecker, H. *Erfahrung über den Einsatz von Prozessrechnern in der Industrie sowie in automatischen Auswertungs-, Prüf- und Experimentiereinrichtungen.* În : Regelungstechnische Praxis, nr. 1, 1969.

[2] Amrehn, H. *Betriebserfahrungen mit Prozessrechnern in der chemischen Industrie.* În : Regelungstechnische Praxis, nr. 1, 1969.

[3] Kapfer, E. *Inkrementmodell, ein Verfahren zur Optimierung technischer Prozesse.* În : Regelungstechnik, nr. 12, 1967.

[4] Doetsch, E. şi Hirschberg, G. *Uberwachung und automatische Betriebsführung in Dampfkraftwerken durch Prozessrechner.* În : Siemens Zeitschrift 42, 1968.

[5] Gustberger, R. *Prozessrechner in Zementfabriken.* În : Siemens Zeitschrift 42, 1968.

I. Papadache

NOUTĂŢI DIN DOMENIUL APARATURII DE AUTOMATIZARE ŞI DE PRELUCRARE A DATELOR

Aparatură electronică pentru analiza şi tratarea informaţiei ART 1000 şi DIDAC 800 (4000)

În cadrul expoziţiei organizate la Bucureşti în luna aprilie a.c. de către CEFAR, care a cuprins realizări recente ale constructorilor francezi de aparate de măsurat şi automatizare, au fost prezentate şi o serie de aparate de analiză şi prelucrare a rezultatelor măsurării, obţinute sub formă de semnale electrice.

Astfel firma SAIP (Société d'applications industrielles de la physique) a expus analizatorul ART 1000 destinat pentru analiza semnalelor electrice analogice, numerice, periodice sau tranzitorii, care se întîlnesc în cele mai variate domenii : cercetări nucleare, radio, televiziune, biologie, fizică, chimie, geofizică etc.

Una dintre funcţiunile analizatorului ART 1000 constă în posibilitatea pe care o oferă de a extrage informaţia utilă din semnalele electrice, cu caracter periodic sau aleatoriu, furnizate de traductoarele de măsurat. Această operaţie se efectuează printr-un proces de mediere de un număr de ori programabil, sau permite separarea semnalului util de zgomotele perturbatoare.

O altă funcţiune este aceea a tratării statistice a semnalelor, în acest sens ART 1000 putînd efectua analiza amplitudinilor unui semnal, valoarea medie pe un interval de timp, variaţia valorilor de vîrf pentru semnale analogice sau analiza densităţii unor succesiuni de impulsuri în funcţie de timp, variaţia densităţii impulsurilor într-un interval de timp dat, variaţia intervalelor de timp între impulsuri într-o succesiune dată în raport cu rangul acestora, pentru semnale discontinue. Pentru fiecare dintre aceste funcţiuni aparatul dispune de o cartelă program. În total există 18 asemenea cartele, dar acest număr poate fi extins. Simultan se pot efectua patru analize diferite selectînd cartelele program corespunzătoare. Afişarea rezultatelor se face pe ecranul unui tub catodic cu patru spoturi.

Cu ajutorul unor circuite de tip prag şi formatoare adecvate, ART 1000 oferă posibilitatea analizării momentelor şi intervalelor de timp în care un semnal analogic oarecare depăşeşte o valoare dată. Se obţine în acest scop un semnal „indicator" sub forma unor impulsuri rectangulare de amplitudine constantă şi avînd durata corespunzătoare timpului cît semnalul analogic are valori ce depăşesc pragul prevăzut, ceea ce permite analiza dinamicii anumitor evenimente.

Din punct de vedere constructiv, ART 1000 cuprinde următoarele elemente :

— patru convertoare analog numerice corespunzînd celor patru intrări analogice posibile ;

— o memorie magnetică cu inele de ferită avînd 1 024 de canale cu două sau patru intrări ;

— un dispozitiv de calcul pentru efectuarea operaţiilor de însumare sau scădere a valorilor înregistrate în memorie ;

— un generator de impulsuri de sincronizare ;

— un osciloscop pentru vizualizarea conţinutului memoriei ;

— un ansamblu de comutatoare rotative şi o claviatură pentru programare ;

— borne pentru intrări analogice, numerice, pentru obţinerea de semnale de ieşire şi pentru conectare la dispozitive de înregistrare exterioare.

În aceeaşi categorie de aparatură electronică, firma Intertechnique a prezentat ansamblele de tratare numerică a informaţiei DIDAC 800 şi DIDAC 4000.

Acest aparat oferă aceleaşi posibilităţi largi de aplicare în cele mai diverse domenii ca şi ART 1000 — sau poate chiar mai mari — datorită multiplelor funcţiuni pe care le poate îndeplini : analizor şi selector de amplitudini pentru semnale analogice, numărător de impulsuri, dispozitiv pentru tratarea statistică a informaţiei, corelator numeric etc.

Aparatul se compune dintr-un bloc fix de memorie dispunînd de 800 de canale pentru tipul SA 43 şi 4 000 de canale pentru tipul SA 44 şi o serie de sertare interşanjabile,cu ajutorul cărora pot fi realizate funcţiunile menţionate.

Astfel, pentru utilizarea ca analizator de amplitudine, blocul de memorie se asociază cu un sertar convertor analog-numeric care transformă amplitudinea semnalului de analizat la diverse momente de eşantionare în trenuri de impulsuri al căror număr N, proporţional cu amplitudinea respectivă, reprezintă adresa din memorie unde se înregistrează valoarea 1 de atîtea ori cît apare valoarea N în cursul analizei efectuate.

Pentru tratarea statistică a rezultatelor măsurărilor, blocul fix de memorie se combină cu un sertar special, care asigură convertirea numerică a semnalelor analogice, ameliorarea raportului semnal util-zgomot, efectuarea de histograme de amplitudine şi de intervale de timp etc., şi cu un sertar de programare.

În mod asemănător se obţine şi funcţiunea de corelator cu un alt sertar care permite calculul funcţiilor de auto sau de intercorelaţie în timp real, cu un număr maxim de 400 de valori ale parametrului de întîrziere τ pentru DIDAC 800 şi 2000 pentru DIDAC 4000.

Organizarea modulară cu un număr total de 10 sertare funcţionale, ce pot fi combinate în grupe de pînă la patru sertare, duce la avantajul de a putea obţine rapid diverse funcţiuni complexe.

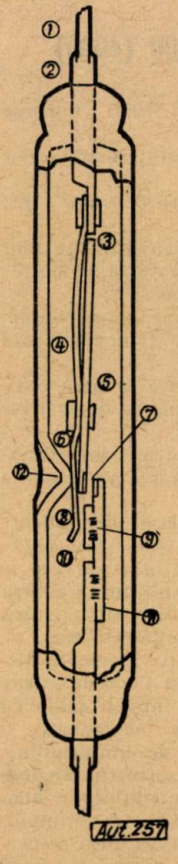
Vizualizarea rezultatelor se efectuează cu ajutorul unui osciloscop încorporat în blocul fix, care are posibilitatea prezentării rezultatelor şi sub formă logaritmică.

În afara acestui mod de afişare, aparatele DIDAC pot fi cuplate cu o gamă largă de alte dispozitive de înregistrare magnetică, grafică, imprimante, perforatoare de bandă etc.

Aparatele DIDAC sînt construite cu circuite integrate cu siliciu, pe plăci prevăzute cu corectoare cu siguranţă mărită.

Contacte „trestie" pentru circuite de putere

Firma Brookhirst Igranic din Anglia a început producţia unor tipuri noi de contacte „trestie" (reed), apte de a opera cu curenţi inductivi de valori ridicate — de exemplu 15 A la închidere, 3A la deschidere la o tensiune de 125 V, sau 10 A şi respectiv 2A la 250 V. Se îmbină astfel avantajele releelor „trestie" (viteza ridicată de funcţionare), utilizate pînă acum numai la curenţi de valoare foarte redusă, cu necesităţile aplicaţiilor industriale în care intervin curenţi importanţi.



Contactele „trestie" de putere sînt de forma reprezentată în figura 1 şi pot fi încorporate în două tipuri de relee. Primul tip, destinat pentru aplicaţii cu circuite imprimate, poate cuprinde fie un contact normal deschis, fie un contact normal închis, fie două contacte normal deschis. Cel de-al doilea tip, utilizabil pentru aplicaţii industriale curente, constînd într-un electromagnet ce poate acţiona pînă la şapte contacte „trestie" de putere, constituie un releu cu contactele multiple care poate fi inclus în scheme şi poate fi montat pe panouri, ca oricare alt releu convenţional.

Fig. 1. 1 — borne aurite; 2 — îmbinare ermetică sticlă-metal; 3 — spaţiu de aer permanent; 4 — resort pentru readucerea armăturii; 5 — armătură; 6 — resort de contact; 7 — plăcuţe de contact; 8 — contactul mobil; 9 — contactul fix; 10 — piesă de evacuare a căldurii; 11 — armătura fixă; 12 — opritorul contactului mobil.

Calculatorul de birou Hewlett Packard 9100 A

Firma Hewlett Packard (S.U.A.) a prezentat la începutul acestui an un nou tip 9100 A de calculator electronic de birou programabil, destinat operaţiilor curente întîlnite în calculele ştiinţifice, în probleme de proiectare etc. În acest sens calculatorul HP 9100 A oferă posibilitatea efectuării directe, printr-o singură manipulare a claviaturii, a unor funcţii, matematice uzuale, cum sînt cele logaritmice, exponenţiale, trigonometrice, hiperbolice etc. De asemenea se pot efectua transformări de coordonate polare în rectangulare sau invers, adunări, scăderi, multiplicări de vectori şi de numere complexe.

Calculatorul permite operarea cu numere formate din 10 cifre, atît în sistemul cu virgulă fixă, permiţînd reprezentarea de numere cu pînă la nouă zecimale, cît şi cu virgulă mobilă, în care caz este posibilă reprezentarea de numere de la $1 \cdot 10^{-99}$ la $9\,999\,999\,999 \cdot 10^{99}$ (două cifre pentru exponent).

Pentru afişare este prevăzut un tub catodic sub forma unui ecran pe care poate apărea conţinutul a trei registre: X, registrul care afişează cifrele aşa cum sînt introduse de operator prin claviatură; Y, registrul acumulator în care apare rezultatul operaţiilor aritmetice asupra a două numere aflate iniţial unul în X şi celălalt în Y; Z un registru destinat pentru memorare temporară.

Calculatorul dispune de o memorie pe miezuri magnetice compusă din 19 registre, cu o capacitate totală de 2 208 de informaţii elementare (în acestea intră şi cele trei registre X, Y, Z); 14 dintre registre pot fi folosite fie pentru numere, fie pentru memorarea de instrucţiuni (cîte 14 instrucţiuni pentru fiecare registru). Numărul total de instrucţiuni care pot fi memorate este de 196.

Programarea calculatorului HP 9100 A se poate face direct apăsînd pe claviatura sa în ordinea operaţiilor cuprinse în programul ce urmează să fie realizat, fără a necesita vreun limbaj de programare sau cod de convertire.

Există de asemenea posibilitatea folosirii de cartele magnetice, de dimensiuni reduse, cu ajutorul cărora un program înregistrat anterior poate fi realizat în mod automat. Pe o cartelă magnetică pot fi înregistrate cîte două programe cuprinzînd cîte 196 de instrucţiuni fiecare.

Duratele medii de efectuare completă a operaţiilor menţionate sînt următoarele:

$+, -$	2 ms;
$\times$	12 ms;
$:$	18 ms;
$\sqrt{x}$	19 ms;
sin, cos, tg	280 ms;
$ln\ x$	50 ms;
l^x	110 ms.

Aceste date cuprind şi timpul de acces la memoria pe ferite, egal cu 1,6μs.

Calculatorul HP 9100 A poate fi prevăzut şi cu o imprimantă dispusă în capacul superior şi care, la comandă manuală sau programată, poate imprima conţinutul afişat al registrelor X, X şi Y sau X, Y şi Z. Imprimarea se face folosind un procedeu electrostatic, ceea ce asigură o funcţionare silenţioasă.

O altă posibilitate pe care o oferă acest calculator este aceea de a obţine rezultatele sub formă grafică, cu ajutorul unui înregistrator care poate fi ataşat în partea din spate. Pe o suprafaţă de înregistrare de 42 × 27 cm, la comandă manuală sau programată, se reprezintă rezultatele sub formă de diagrame.

G. I.

RECENZII

J. Loeb. **Identificarea experimentală a proceselor industriale** (Identification expérimentale des processus industriels). Paris, Dunod, 1967, 80 p.

Cunoaşterea cît mai profundă a caracteristicilor statice şi dinamice ale proceselor automatizate constituie o problemă de primă importanţă pentru sinteza sistemelor automate. Aceasta se reflectă şi în faptul că, după o perioadă în care identificarea proceselor a constituit obiectul a numeroase articole, studii şi cercetări, au început să apară primele lucrări cu caracter monografic. Pe această linie, în limite relativ restrînse, se înscrie lucrarea lui J. Loeb, care cuprinde o prezentare însoţită de consideraţii critice a unora dintre cele mai utilizate metode de identificare experimentală.

Lucrarea începe prin a argumenta necesitatea elaborării unui model matematic pentru procesele automatizate, atît în cadrul sistemelor automate simple corespunzînd automatizărilor convenţionale, cît şi pentru automatizarea complexă. În raport cu scopul urmărit se expun o serie de criterii privind forma modelului matematic, gradul de complexitate al acestuia, precizia determinărilor, condiţiile de experimentare şi aspectele economice.

Intrînd în fondul problemei, în prima parte sînt tratate metodele experimentale bazate pe aplicarea, la intrarea procesului a unor semnale de probă destinate special pentru identificare. În acest sens sînt analizate două dintre tipurile de semnale cel mai frecvent folosite — semnalul sinusoidal şi semnalul treaptă — expunîndu-se unele consideraţii asupra alegerii caracteristicilor acestor semnale şi condiţiilor lor de aplicare în sisteme automate conţinînd elemente electrice şi pneumatice.

O atenţie deosebită este acordată metodei de determinare a parametrilor funcţiei de transfer a procesului pe baza funcţiei indiciale (metoda Strejc), relevîndu-se influenţa condiţiilor de experimentare asupra preciziei determinărilor.

În cea de-a doua parte, autorul se referă la metodele de identificare folosind mărimile din funcţionarea normală a proceselor, atunci cînd nu este posibilă aplicarea de semnale de probă. Informaţiile folosite în cadrul acestor metode sînt constituite de înregistrările mărimilor de la intrarea şi de la ieşirea procesului care trebuie identificat şi în acest sens sînt indicate condiţiile şi operaţiile preliminare privind aceste înregistrări pentru a obţine informaţiile respective sub o formă utilă pentru determinarea prin calcul a modelului matematic.

În continuare sînt expuse cîteva metode de determinare, prin calcul sau cu ajutorul unor dispozitive automate, a valorilor funcţiilor pondere sau a parametrilor. Sînt astfel menţionate metoda lui Goodman şi Reswick bazată pe calculul funcţiilor de corelaţie, din care rezultă funcţia pondere, şi metoda funcţiilor modulatoare, care duce la obţinerea parametrilor modelului matematic al procesului considerînd structura acestuia cunoscută. Unul dintre exemplele de elemente de calcul automat îl constituie dispozitivul cu linie de întîrziere şi potenţiometre conceput conform metodei lui Goodman şi Reswick şi care, folosind funcţiile de autocorelaţie şi de intercorelaţie a semnalelor de la intrarea şi de la ieşirea procesului, prin alegerea convenabilă a valorilor potenţiometrelor permite determinarea funcţiei pondere. Un al doilea exemplu se referă la utilizarea unui model ajustabil conectat în paralel cu procesul şi ai cărui parametri sînt ajustaţi în funcţie de un criteriu de minimizare a diferenţei dintre mărimea de la ieşirea procesului şi aceea de la ieşirea modelului.

O ultimă problemă tratată în lucrare este aceea a determinării timpului mort, pe cale analitică, folosind metode matriciale.

Lucrarea, de proporţii reduse, desigur nu izbuteşte să cuprindă multitudinea de metode dezvoltate în scopul identificării experimentale a proceselor cu aspecte foarte diferite — de la condiţiile de experimentare propriu-zise pînă la prelucrarea matematică a rezultatelor. În lipsa altor lucrări mai cuprinzătoare, ea este utilă pentru iniţierea în această direcţie prin relevarea critică a unora dintre problemele ce se pun în acest domeniu şi a modului de abordare a lor.

Gabriel Ionescu

G. J. Pridham. **Dispozitive şi circuite electronice** (Electronic devices and circuits). Londra, Pergamon Press, 1968, 344 pag.

Cartea lui Pridham este prima dintr-o serie de trei manuale consacrate temei indicate în titlu, celelalte două urmînd să apară într-un viitor apropiat.

Prima parte a lucrării este consacrată teoriei circuitelor; pornind de la legea lui Ohm, autorul expune în final teoremele cele mai importante din teoria circuitelor. Următorul capitol, mai scurt, are un caracter descriptiv şi abordează construcţia fizică a diverselor componente pasive folosite în electronică. În continuare este tratată teoria fizică de bază a tuburilor şi dispozitivelor semiconductoare. Accentul este pus pe teoria transistoarelor, iar subcapitolul care tratează tuburile electronice se ocupă în principal de triode. Un spaţiu relativ restrîns este acordat tiristoarelor.

Urmează apoi un scurt capitol consacrat instrumentelor electronice de test. În continuare sînt tratate diversele aplicaţii ale dispozitivelor electronice descrise în lucrare. Această parte a cărţii este împărţită în trei părţi distincte: redresoare şi surse de alimentare, amplificatoare şi oscilatoare. În cadrul primei părţi din cele trei amintite se efectuează o scurtă introducere în teoria privind folosirea tiristoarelor pentru proiectarea redresoarelor şi surselor de alimentare. Pe baza caracteristicilor tuburilor şi transistoarelor sînt indicate performanţele acestora în amplificatoare. Partea consacrată oscilatoarelor abordează numai oscilatoarele LC de unde sinusoidale, omiţînd tratarea multivibratoarelor.

Este poate prematur de a sesiza unele omisiuni şi lipsuri ale cărţii din moment ce celelalte două manuale nu au apărut încă. Dacă însă nivelul lucrărilor ce vor fi tipărite ca o continuare firească a primului volum va egala pe cel al volumului de faţă, atunci lucrarea în totalitatea ei va îngloba fără îndoială două atribute ce sînt inseparabile: furnizarea unei cantităţi cît mai mari de informaţii, într-o succesiune perfect logică.

A. Silard

Jay C. Hsu şi Andrew U. Meyer. **Principiile moderne ale teoriei reglajului automat şi aplicaţii.** New York, McGraw-Hill 1968, 769 + XIX pag.

Cartea, destinată celor ce vor să adîncească cunoaşterea problemelor principale ce stau la baza teoriei reglajului automat modern, se adresează celor care au absolvit cursuri superioare, dar şi studenţilor cu cunoştinţe mai largi de matematică. Ea pune la îndemîna cititorului interesat un material unitar din două puncte de vedere:

1) extrage esenţialul dintr-un număr foarte mare de cărţi şi articole, realizînd o mare economie de timp pentru cititor;

2) nu obligă cititorul la lectura altor cărţi, în special de matematici, noţiunile strict necesare fiind definite în carte.

Limitînd volumul cărţii autorii nu limitează şi orizontul cititorului, indicîndu-i căile de dezvoltare, alte puncte de vedere, totul susţinut de numeroase indicaţii bibliografice. Organizarea cărţii ţine seamă de capitolele de bază ale teoriei reglajului automat modern, precum şi de calea cunoaşterii ce trebuie parcursă pînă la ele. Astfel prima parte „Introducere şi tehnici de bază", după ce explică stadiul actual al teoriei reglajului automat, expune noţiunile de bază ale spaţiului stărilor. Partea a doua „Analiza stabilităţii sistemelor automate" se ocupă de stabilitatea sistemelor neliniare, stabilitatea asimptotică, stabilitatea sistemelor cu intrare. A treia şi ultima parte se referă la studiul sistemelor optimale. În încheiere, anexele A, B, C prezintă unele noţiuni matematice indispensabile studiului cărţii.

O expunere mai amănunţită a capitolelor cărţii va ajuta cititorul interesat să înţelcagă mai bine intenţiile autorilor.

Capitolul 1, „Sisteme de reglare automată modernă", are un caracter introductiv şi explică locul pe care îl ocupă matematicile în studiul sistemelor de reglare automată moderne, clasifică sistemele automate, precizează aspectele principale

ale comportării unui sistem automat (stabilitate, performanţe optime), arată necesitatea extinderii metodelor exacte, valabile în cazuri restrînse, la studiul sistemelor de mare amploare, arată utilitatea folosirii calculatoarelor. După un scurt istoric al dezvoltării automaticii din 1950 pînă în zilele noastre, capitolul 1 se încheie cu recomandări privind citirea cărţii.

Capitolul 2, „Metoda spaţiului stărilor în studiul sistemelor automate." dă un rezumat al acestui subiect. Se descrie sistemul automat dinamic cu ajutorul reprezentării vectorial matriciale, se introduc pe cale intuitivă noţiunile de stare şi ecuaţie de stare. Se deduc ecuaţiile de stare pentru sistemele liniare variabile şi invariante în timp.

În capitolul 3, „Soluţia ecuaţiei de stare", după ce se dă o condiţie suficientă de existenţă şi unicitate a soluţiei ecuaţiei de stare, se introduce matricea de tranziţie a stării, se descrie observabilitatea şi controlabilitatea sistemelor liniare invariante în timp, sistemul adjunct pentru sistemele variabile în timp.

În capitolul 4, „Sisteme de ordinul doi şi planul stărilor", se studiază sistemele menţionate în cazul particular al planului stărilor. Planul stărilor are avantajul că permite ilustrarea sugestivă a stărilor şi zonelor de echilibru pentru sistemele autonome, a ciclurilor limită şi a comportării modale a sistemelor neliniare.

Cu capitolul 5, „Liniarizarea şi stabilitatea în sens restrîns", începe partea a doua a cărţii, referitoare la stabilitate. Se introduce noţiunea de stabilitate în sens restrîns şi în sens larg pentru sistemele neliniare şi teoremele legate de ea : prima metodă a lui Liapunov, teoreme asupra ciclurilor limită, teorema lui Aizerman şi Kalman.

Capitolul 6 tratează metoda liniarizării echivalente şi a funcţiilor de descriere pentru elemente neliniare cu şi fără memorie, funcţia de descriere pentru sisteme neliniare în circuit închis şi fenomenul de salt etc.

Capitolul 7 introduce noţiunea de funcţie de descriere cu două intrări — utilă în studiul sistemelor automate neliniare — în care, în afara armonicii fundamentale, mai este întreţinută şi o armonică secundară. Se dau metode de cercetare a unor astfel de situaţii, metode de găsire a funcţiei de descriere cu două intrări, aplicaţii. Importanţa sistemelor neliniare, în care neliniaritatea este un releu, este recunoscută în capitolul 8 unde se dau metode exacte de analiză a unor astfel de sisteme. De remarcat utilizarea metodei transformatei z şi z modificate, metoda lui Ţipkin pentru cercetarea oscilaţiilor întreţinute care apar în astfel de sisteme. Capitolul 9 tratează probleme legate de stabilitatea în sens larg a sistemelor automate : metoda a doua a lui Liapunov, problema lui Iurie.

Capitolul 10 este dedicat în întregime criteriului de frecvenţă pentru verificarea exactă a stabilităţii sistemelor neliniare — criteriu datorit cercetătorului român dr. ing. V. M. Popov, membru corespondent al Academiei — precum şi criteriilor care s-au dedus pe baza lui ; printre ele, criteriul cercului, utilizarea diagramelor logaritmice ale lui Nichols pentru aplicarea criteriului lui Popov. Partea a doua se încheie cu capitolul 11, în care se tratează stabilitatea sistemelor cu intrare. După expunerea liniei lui Bellman-Gronwall se analizează stabilitatea i. m. e. m. (intrare mărginită — ieşire mărginită) din diverse puncte de vedere.

Partea a treia a cărţii, referitoare la problemele optimale, începe cu capitolul 12, cu caracter introductiv. Capitolul 13, „Calculul variaţiilor şi comenzile optimale", enunţă condiţiile necesare pentru existenţa unui minim local. Ca probleme tipice rezolvate cu ajutorul calculului variaţional se dau problemele lui Mayer şi Bolza. Cazurile în care se impun restricţii asupra comenzii sînt rezolvate aproximativ cu metoda funcţiei de pedeapsă şi exact cu metoda lui Valentine. Capitolul 14 introduce principiul maximului al lui Pontriaghin nu pe calea calculului variaţional, ci pe baza unei apropieri geometrice de rezultatele obţinute de Bellman, La Salle şi Halkin, ale căror rezultate sînt prezentate în prealabil. După enunţarea principiului maximului se dă o teoremă care demonstrează că în anumite condiţii el reprezintă o condiţie nu numai necesară, dar şi suficientă. Capitolul se încheie cu aplicarea principiului maximului în cîteva cazuri, precum şi cu descrierea unui alt punct de vedere al problemei optimale, cum ar fi jocurile diferenţiale.

Programarea dinamică a lui Bellman este introdusă, expusă şi aplicată în cadrul capitolului 15. Tot aici este subliniată relaţia strînsă cu principiul maximului. Problemele optimale anormale şi singulare sînt tratate în capitolul 16. Capitolul 17 şi ultimul capitol se ocupă de aplicarea metodei comenzilor optimale.

Anexa A prezintă cîteva rezultate ale calculului vectorial şi matricial, indispensabile pentru parcurgerea cărţii.

Anexa B prezintă transformata z şi z avansată, iar anexa C dă demonstraţiile unor teoreme din capitolele 10 şi 11.

Îndelungata activitate de cercetare ca şi experienţa pedagogică a autorilor şi-au pus o puternică amprentă asupra stilului cărţii. Scris într-un limbaj sugestiv şi atrăgător materialul este presărat cu indicaţii de genul „de ce", „demonstraţi" etc. menite să antreneze cititorul la o lectură activă în care să gîndească alături de autori.

Al. Grossu

I. I. Abkevici ş. a. **Diode semiconductoare. Parametri, metode de măsură** (Poluprovodnikovîie diodî. Parametrî, metodî izmerenii). Moscova, Sovetskoie Radio, 1968, 304 p., 143 fig., 253 ref. bibl.

Lucrarea de faţă, concepută de un colectiv numeros de autori, este prima dintr-o serie de 10 lucrări consacrate dispozitivelor semiconductoare, pe care editura Sovetskoie Radio preconizează să le editeze în cursul anilor 1968—1969. Necesitatea apariţiei unor astfel de lucrări s-a conturat de mai mult timp, o dată cu atingerea de către tehnica dispozitivelor semiconductoare a unui nivel suficient de avansat şi diversificat de dezvoltare, fapt ce reclamă implicit sintetizarea materialului existent la ora actuală pentru a facilita folosirea lui în tehnica de proiectare. Înscriindu-se pe linia acestor preocupări, lucrarea de faţă încearcă să sintetizeze, la un nivel comprehensiv şi cu utilitate imediată, teoria complexă a diodelor semiconductoare.

Cartea conţine 15 capitole, fiecare avînd o listă bibliografică proprie. Primul capitol se ocupă de proprietăţile joncţiunilor pn. În acest context sînt discutate principalele caracteristici ale semiconductoarelor, principiul de funcţionare al joncţiunii pn, precum şi caracteristică voltamperică a joncţiunii pn, capacitatea ei şi străpungerea joncţiunii pn.

În continuare, în cadrul celui de-al doilea capitol este discutată schema echivalentă a diodei şi metodele de măsură a parametrilor electrici ai acesteia. Capitolul 3 este consacrat zgomotelor în diodele semiconductoare şi metodelor de măsură a acestora. Capitolul este însoţit de peste 50 titluri bibliografice.

În capitolul următor, consacrat diodelor-redresoare, sînt abordate problemele constructive ale acestora, parametrii diodelor şi metodele de măsură, precum şi legarea în paralel şi în serie a diodelor.

Capitolul 5 se ocupă de diodele Zener. Se analizează multilateral dependenţa tensiunii stabilizate de temperatură, stabilitatea parametrilor, zgomotele acestor diode, precum şi tehnologia de fabricare şi construcţia diodelor Zener. În încheierea acestui capitol sînt prezentate metode de măsură a parametrilor principali ai diodelor Zener şi se insistă asupra particularităţilor de folosire a acestor diode.

Capitolul 6 se ocupă de diode cu contact punctiform, de parametrii principali ai acestora. Următorul capitol este consacrat varicapului. Este discutată schema echivalentă a varicapului pentru semnal mic, precum şi metodele de măsură a parametrilor. Ultimul subcapitol este consacrat dependenţelor funcţionale ale varicapului.

Capitol 8 este consacrat diverselor tipuri de diode de impuls. Un spaţiu relativ mai amplu este rezervat discutării regimului de comutare al diodelor şi problemelor legate de trecerea impulsului de curent direct prin diode. În încheierea capitolului sînt abordate metode de măsură a parametrilor diodelor de impuls.

Următorul capitol este consacrat unei scurte introduceri în teoria tiristoarelor. Formînd o clasă de dispozitive semiconductoare cu un specific aparte, tiristoarele au fost incluse în lucrarea de faţă poate doar pe criteriul unei denumiri pe care şi le-au păstrat pînă în prezent în literatura de speciali-

tate străină, şi anume de „diode controlate cu siliciu". Spaţiul rezervat lor în lucrare este restrîns ; pe parcursul doar a 17 pagini sînt discutate pe scurt aproape toate problemele legate de teoria funcţionării tiristoarelor şi metodica măsurării parametrilor principali ai acestora. Problemele legate de procesele tranzitorii la amorsarea şi blocarea tiristoarelor, precum şi metodica de măsură a parametrilor termici ai acestora nu sînt atinse în lucrare. Ultimul subcapitol abordează problemele de perspectivă legate de tehnica tiristoarelor şi dezvoltarea acesteia.

Capitolele 10 şi 11 sînt consacrate diodelor de detecţie şi, respectiv, diodelor parametrice. Fondul problemelor abordate se aseamănă cu cele dezbătute în capitolele precedente.

În capitolul 12, intitulat „Diode de comutare pentru frecvenţe înalte", se efectuează o clasificare a acestora. Sînt discutate diodele cu joncţiune de tipul pin şi diodele de limitare. Ca şi în capitolele precedente, sînt discutate metode de măsură a parametrilor electrici ai acestora.

Capitolul 13 este consacrat diodelor-tunel. Este mai amplu discutată schema echivalentă a diodei-tunel, precum şi particularităţile diodelor-tunel de comutare, diodelor-tunel generatoare şi diodelor-tunel de amplificare. Un moment interesant al acestui capitol îl constituie discutarea criteriilor de stabilitate ale diodelor-tunel şi problema fiabilităţii acestora.

Capitolul 14 este foarte scurt şi se ocupă de surse luminoase. Ultimul capitol al cărţii abordează regulile principale de folosire a diodelor în circuitele radioelectronice. În acest context sînt discutate aspecte ale dependenţei parametrilor diodelor de temperatură şi de regim, precum şi alte chestiuni specifice, cum ar fi cea a dispersiei tehnologice a parametrilor, deriva lor în timp şi problema sensibilităţii diodelor la suprasarcini electrice.

Cartea „Diode semiconductoare" este un îndreptar util pentru inginerii a căror activitate cotidiană reclamă un contact permanent cu diverse tipuri de diode semiconductoare. Încercarea autorilor de a înmănunchea într-o singură lucrare un material atît de vast este fără îndoială lăudabilă, dar nici nu este lipsită de unele carenţe, dintre care cîteva au fost remarcate deja. O serie de chestiuni destul de importante, cum ar fi de exemplu fiabilitatea diodelor şi metodele de măsură a parametrilor termici ai acestora, au fost omise sau mult prea sumar tratate. Aceste lipsuri diminuează întrucîtva interesul specialiştilor pentru lucrare, care pe parcursul ei se conturează ca fiind extrem de folositoare studenţilor din ultimii ani ai facultăţilor de electronică şi electrotehnică pentru cunoaşterea şi aprofundarea unor chestiuni de bază legate de diversitatea de tipuri de diode semiconductoare existente în prezent.

A. Silard

DOCUMENTARE

Kreindler, E. **Reducerea senzitivităţii la sistemele de reglare optimală liniare în circuit închis.** În : IEEE transactions on automatic control, vol. AC 13, nr. 2, 1968.

După o trecere în revistă a rezultatelor obţinute pînă acum de cercetători cunoscuţi (Cruz, Perkins, Kalman, Anderson, Pagurek şi Witsenhausen), autorul introduce noţiunea de sisteme nominal echivalente ca fiind două sisteme, unul deschis şi altul închis, care în raport cu condiţii deterministe nominale identice, cu valori nominale pentru parametri, fără erori, sînt conduse de mărimi de comandă identice, pentru toate condiţiile iniţiale şi toţi timpii iniţiali luaţi în considerare.

În astfel de sisteme nominal echivalente se arată că senzitivitatea, definită ca derivată parţială a indicelui de performanţă în raport cu parametrul variabil, deşi logică, nu este eficientă şi nu conduce la rezultate concludente.

Autorul defineşte senzitivitatea legată de traiectoria $x(t)$, descrisă de sistem în spaţiul stărilor, ca fiind o funcţie cu valori vectoriale $\sigma(t) = \frac{\partial x}{\partial \mu}(t)$, unde este parametrul scalar considerat variabil.

După ce dă relaţia ce leagă senzitivitatea sistemelor închis şi deschis nominal echivalente, autorul propune un criteriu de comparare a senzitivităţii celor două sisteme. Ocupîndu-se de sisteme multivariabile descrise de funcţii de transfer matriciale, E. Kreindler formulează şi demonstrează o teoremă din care rezultă că senzitivitatea sistemului închis este mai mică decît a celui deschis. Mai mult, pentru sisteme cu o singură intrare complet controlabile, inegalitatea menţionată are loc chiar între componentele vectorului de senzitivitate.

Spre satisfacţia cititorului interesat, teoria este ilustrată cu ajutorul a două exemple numerice, însoţite de grafice comparative ale senzitivităţii şi răspunsului sistemelor analizate.

A. G.

Smagghe, P. **O nouă metodă de dimensionare a robinetelor de reglare.** În : Mesures-Régulation-Automatisme, aug-sept 1968, p. 92—96.

Lucrarea prezintă într-o formă clară ultimele formule propuse pentru dimensionarea robinetelor de reglare lucrînd în condiţii speciale — apariţia cavitaţiei la lichide sau curgerea critică la gaze şi vapori. În aceste cazuri, formulele clasice duc la erori apreciabile, uneori debitul real prin robinet reprezentînd numai o jumătate din cel calculat. Formulele propuse permit un calcul precis prin introducerea unui coeficient de debit critic c_f adimensional, care depinde de particularităţile constructive ale robinetului. În general, dimensiunea calculată astfel este superioară celei calculate după metodele clasice. Articolul conţine, în afara consideraţiilor teoretice, valorile c_f pentru tipurile uzuale de robinete şi cîteva exemple de calcul.

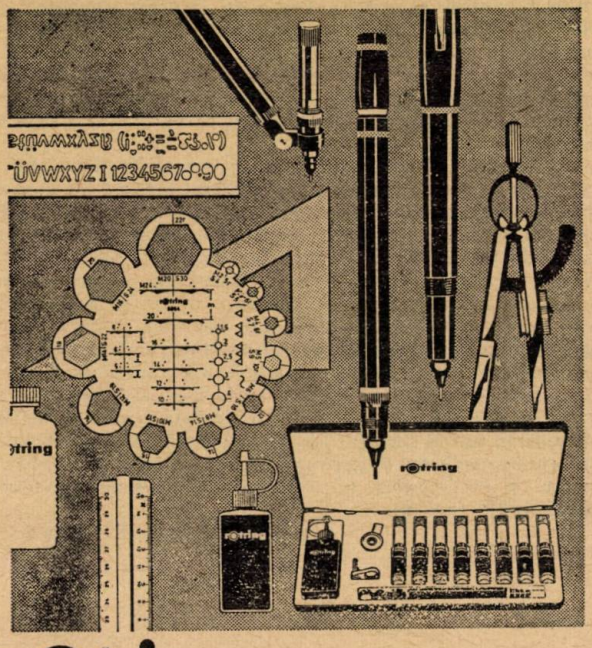
D. A.

Vollerner, N. F. şi Voznenko, V. I. **Cu privire la problema alegerii parametrilor optimi şi aparaturii radioelectronice.** În : Radiotehnika, vol. 23, nr. 10, 1968, p. 74—80.

Adesea la proiectarea aparaturii radioelectronice de orice tip se poate alege unul sau mai mulţi parametri A_j (j = 1, 2, 3 ...m), care caracterizează deosebit de amplu şi multilateral aparatura proiectată : puterea emiţătorului, sensibilitatea receptorului radiolocator, eroarea aparaturii de măsură etc. Aceşti parametri se numesc determinanţi şi cerinţele pe care trebuie să le îndeplinească sînt specificate în tema de proiectare.

În unele cazuri, parametrii aparaturii radioelectronice sînt independenţi şi deci există posibilitatea optimizării separate a fiecăruia. În lucrare este discutat doar acest caz şi este abordată problema optimizării pentru cazul cînd funcţiile sînt aditive sau se pot reduce la ele.

A. S.



rotring
macht das Zeichnen leichter

Pe baza renumitului Tintenkuli a fost dezvoltat stiloul cu tuş Rapidograph, primul stilou cu tuş din lume, cu sistem tubular şi mecanism cu piston, pentru desen tehnic, cu 10 grosimi de linii de la 0,1 la 1,2 mm.

Sistemul schimbabil Variant contribuie la o mai bună raţionalizare a lucrărilor de desen. Pot fi realizate 10 grosimi de linii de la 0,1 pînă la 1,2 mm folosind un singur suport.

Pentru scrierea curată şi exactă, Rotring oferă un sistem variabil Varioscript pentru 16 mărimi de litere, de la 1,4 la 20 mm.

Special pentru desenul pe material plastic a fost confecţionat stiloul cu tuş Foliograph pe baza sistemului interschimbabil, cu vîrf de safir, pentru 8 grosimi de linii de la 0,15 la 1,2 mm. De asemenea, a fost adoptat pentru tuşuri dizolvante de folii şi solubile în apă.

Cu Rotring se poate desena mai uşor — mai repede — mai raţional!

- Asigură o durată lungă de funcţionare datorită vîrfurilor tubulare rezistente la uzură
- Uşurează alegerea grosimii necesare
- Trasează linii uniforme cu margini bine definite
- Asigură lucrări curate
- Are un rezervor de tuş de mare capacitate
- Se reîncarcă în mod simplu
- Se poate curăţa uşor

O vastă gamă de instrumente de desen indispensabile în cazurile în care se cere o înaltă precizie: stilou de tuş, tuş de desen, şablon de scris şi desenat, linii echere, compasuri.

RIEPE—WERK 2 Hamburg—54
POSTFACH 13 529
REPUBLICA FEDERALĂ A GERMANIEI

vă rugăm cereţi prospecte

PUBLICOM

CRONICĂ

Tîrgul de toamnă de la Leipzig

Între 31 august şi 7 septembrie a.c. a avut loc tradiţionalul Tîrg de toamnă de la Leipzig.

Pentru Republica Democrată Germană, care şi-a sărbătorit în acest an cea de-a 20-a aniversare, această manifestare economică internaţională reprezintă un eveniment deosebit de important în cadrul anului jubiliar.

Astfel, în acest an, Lepzigul a prezentat lumii întregi succesele dezvoltării de două decenii a Republicii Democrate Germane. Aceasta a făcut necesară extinderea şi modificarea structurală a Tîrgului de la Leipzig, avînd în vedere dezvoltarea dinamică a potenţialului economic şi tehnico-ştiinţific al Republicii Democrate Germane şi împletirea tot mai pronunţată cu dezvoltarea pieţelor internaţionale. Ca urmare a acestui fapt, suprafaţa de expunere la Tîrgul de la Leipzig a crescut în toamna acestui an de la 145.000m² la 210.000m² cu participarea a 6.500 expozanţi din 55 de ţări, precum şi economişti, tehnicieni şi experţi din 80 de ţări. Din ţările socialiste, la acest tîrg au participat expozanţi din 12 state prin cuprinzătoare expoziţii colective şi centre de informaţii, ocupînd o suprafaţă de expunere cu 95% mai mare decît la tîrgul de toamnă din anul trecut.

Conţinutul tîrgului l-au constituit expoziţiile complexe pe branşe şi expoziţiile reprezentînd o combinaţie a branşelor chimiei, maşinilor de prelucrare a lemnului şi a vehiculelor rutiere precum şi a bunurilor de consum.

În timpul tîrgului a fost organizat un program multilateral de manifestări tehnico-ştiinţifice înlesnind astfel un bogat schimb de experienţă între specialiştii din întreaga lume. Expozanţii din R.D.G. şi din alte ţări au prezentat aproape 100 de conferinţe de informare tehnică asupra exponatelor prezentate la tîrg.

Printre expozanţii din ţările socialiste, la Tîrgul de toamnă de la Leipzig 1969 a fost prezentă şi ţara noastră expunînd, pe o suprafaţă de 1300m², diferite autovehicule, maşini de prelucrarea lemnului, produse ale industriei chimice, alimentare, textile, mobilă şi diverse aparate de uz casnic.

Prin conţinutul său, prin simpozioanele şi conferinţele tehnice organizate, corespunzătoare tradiţiei sale, tîrgul de toamnă de la Leipzig din acest an, întrunind în mijlocul său specialişti din toate sectoarele industriale, oameni de afaceri, poate fi trecut în rîndul manifestărilor menite să dezvolte relaţiile economice şi schimburile comerciale între toate ţările lumii.

M. Constantin

Congresul electricienilor din Cehoslovacia

Societatea de Electrotehnică din Republica Socialistă Cehoslovacă organizează la Gottwaldov, în zilele de 23—25 mai 1970, Congresul Electricienilor din Cehoslovacia.

Lucrările Congresului vor avea loc în trei secţii de specialitate: secţiile electrotehnică, electronică şi produse noi.

Consiliul Naţional al Inginerilor şi Tehnicienilor roagă specialiştii din ţara noastră, care doresc să prezinte comunicări în cadrul acestui Congres, să comunice, pînă la data de 15 ianuarie 1970, titlul lucrărilor propuse a fi înscrise în programul congresului, pe adresa: Consiliul Naţional al Inginerilor şi Tehnicienilor, Calea Victoriei nr. 118, etaj. I, Bucureşti.

Totodată, facem cunoscut cititorilor revistei despre intenţia CNIT de a organiza prin Oficiul Naţional de Turism o excursie de 7 zile cu ocazia Congresului pentru un grup de specialişti care pot fi însoţiţi şi de soţiile lor. Costul pentru o persoană este de circa 1 600 lei pentru care se prestează: transportul cu trenul, masă, cazare şi circa 150 lei pentru cheltuielile personale.

Persoanele care doresc să participe la excursie vor comunica pînă la 15 ianuarie 1970 pe adresa menţionată. Alte amănunte privind participarea la excursie şi la congres vor fi comunicate ulterior.

P. Filimon

E 2551

INDEX ALFABETIC DE SUBIECTE PE RUBRICI ŞI PROBLEME

AUTOMATICA ŞI ELECTRONICA 1969

ARTICOLE ŞI NOTE

Teoria sistemelor automate

Metodă statistică de determinare a comportării dinamice a sistemelor de măsură, nr. 3, p. 105—110.

Sistem de reglare extremală cu structură variabilă, nr. 3, p. 87—94.

Elementele sistemelor automate

Acordarea regulatorului cu eşantionare de ordinul 1 la procesele cu timp mort, nr. 6, p. 272—276.

Aspecte practice în legătură cu aparatura de automatizare pneumatică şi electronică, nr. 1, p. 39—40.

Componentele electronice, bază materială a industriei moderne, nr. 4, p. 143—146.

Elemente şi echipamente electronice de automatizare, nr. 4, p. 171—177.

Realizări şi perspective în producţia de aparatură electronică, nr. 4, p. 136—142.

Regulator automat de tensiune pentru reglarea sub sarcină a tensiunii transformatoarelor de putere, nr. 2, p. 58—62.

Un dispozitiv electronic numeric de diferenţiere cu elemente de comutaţie statică, nr. 6, p. 276—279.

Unele proprietăţi ale sistemelor discrete numerice cuprinzînd elemente numerice de corecţie de tip PD, PI, PID, nr. 2, p. 49—54.

Aplicaţiile industriale ale sistemelor automate

Acţionări automate electrice şi hidraulice la maşinile-unelte comandate numeric. Prezentare comparativă, nr. 2, p. 45—48.

Aplicaţiile automaticii în procesele industriale, nr. 4, p. 147—162.

Caracteristici statice şi dinamice ale reactoarelor chimice tubulare, nr. 3, p. 95—100.

Circuite proiectate după criteriul siguranţei în funcţionare-cost pentru o instalaţie de comandă pentru ascensoare, nr. 6, p. 260—264.

Element de comparaţie numeric pentru regulatoare de amestec, nr. 2, p. 69—71.

Instalaţie de supraveghere centralizată a încărcării utilajelor (ISMU), nr. 5, p. 197—203.

Regulatoarele electronice pentru procese industriale. Constatările unei anchete din S. U. A., nr. 5, p. 239—241.

Sisteme de acţionare şi transmisii hidraulice şi electrohidraulice la maşinile-unelte comandate numeric, nr. 1, p. 10—16.

Telemecanică

Analiza comparativă a două moduri de funcţionare a echipamentelor de transmitere de date, nr. 1, p. 23—26.

Consideraţii generale privind codurile detectoare sau corectoare de erori, nr. 2, p. 72—81.

Echipamente de telecomunicaţii, nr. 4, p. 163—170.

Calculatoarele electronice

Aspecte ale utilizării calculatoarelor numerice în problemele controlului calităţii motoarelor asincrone, nr. 5, p. 233—238.

Aspecte legate de proiectarea unui sistem de calcul lucrînd în time-sharing, nr. 5, p. 204—208.

Linia de întîrziere magnetostrictivă, nr. 6, p. 245—252.

Logica secvenţială asincronă şi aplicarea sa la descrierea proceselor logice din calculatorul digital, nr. 5, p. 209—216.

Utilaje moderne de calcul pentru economia naţională, nr. 4, p. 178—183.

Programare şi modelare

Modelul unui cazan de abur realizat pe un calculator analogic, nr. 1, p. 1—9.

Electronică industrială şi dispozitive

Asupra alegerii elementelor neliniare pentru stabilizatoarele parametrice de curent, nr. 5, p. 226—229.

Capacitatea dinamică de intrare a preamplificatoarelor sensibile la sarcină, nr. 5, p. 229—232.

Circuite de multiplicare şi de divizare a frecvenţei utilizînd tuburi de numărare cu catod rece, nr. 6, p. 264—268.

Cu privire la calculul performanţelor amplificatorului simetric de curent continuu în montaj „colector comun", nr. 1, p. 27—31.

Date experimentale privind îmbătrînirea artificială a condensatoarelor cu styroflex, nr. 3, p. 119—123.

Dispozitive de carotaj sonic cu compensare automată a erorilor de măsură cauzate de variaţia diametrului găurii de sondă, nr. 5, p. 216—225.

Distribuţia cîmpului electric de colectare a purtătorilor de sarcină în detectoare cu semiconductoare, nr. 3, p. 123—126,

Diversificarea producţiei de aparate de radio şi televizoare nr. 4, p. 184—192.

Ferite pentru electronică şi automatizări, nr. 6, p. 269—271.

Generator pentru o instalaţie de măsurare a feritelor de memorie, nr. 2, p. 54—58.

Industria electronică, factor hotărîtor în introducerea tehnicii noi, nr. 4. p. 131—135.

Metodă de sinteză a unui convertor zecimal-binar serie nr. 6, p. 255—260.

Multivibrator astabil realizat cu circuitul integrat μ A 709, nr. 6, p. 253—254.

O condiţie generală de deschidere pentru un dispozitiv pnpn, nr. 3, p. 101—104.

O metodă de minimizare a structurilor în două nivele ŞI—SAU de scheme combinaţionale cu mai multe ieşiri, nr. 1, p. 17—23.

Studiul unui multivibrator cu transistoarele conectate în serie, nr. 3, p. 110—119.

Tehnica electrovidului în ţara noastră, nr. 4, p. 193—196.

Transistoare planare cu siliciu, de mică putere, nr. 1, p. 32—38; nr. 2, p. 63—68.

Actualităţi

Asupra conducerii ierarhice a unei reformări catalitice nr. 1, p. 41—42.

„Automatica", revista Federaţiei internaţionale de automatică (IFAC), nr. 6, p. 280.

Automatizări moderne în industria cimentului, nr. 2, p. 82—83.

Calculatoare care conduc procese tehnologice, nr. 1, p. 40.

Folosirea calculatoarelor în conducerea proceselor industriale. Unele opinii europene, nr. 6, p. 282—283.

Optimizare şi reglare întrebuinţînd calculatoare numerice, nr. 1, p. 40—41.

Supravegherea şi dirijarea automată a traficului urban, nr. 6, p. 280—282.

Proiectarea circuitelor integrate cu ajutorul calculatoarelor electronice, nr. 2, p. 81—82.
Scheme noi pentru realizarea rețetelor de amestec de benzină, nr. 1, p. 43.

Noutăți din domeniul aparaturii de automatizare și de prelucrare a datelor

nr. 5, p. 242—243
nr. 6, p. 283—284

Recenzii

nr. 1, p. 44
nr. 2, p. 83—85
nr. 3, p. 127—128
nr. 5, p. 243—244
nr. 6, p. 285—287

Documentare

nr. 2, p. 85—86
nr. 6, p. 287

Cronică

nr. 3, p. 129; nr. 6, p. 288

INDEX ALFABETIC DE AUTORI

AUTOMATICA ȘI ELECTRONICA 1969

A

Alecu-Călușiță, M.: nr. 2, p. 69—71; nr. 6, p. 272—276

B

Babuția, I.: nr. 5, p. 233—238
Baltac, V.: nr. 4, p. 178—183
Barabancea, M.: nr. 4, p. 171—177
Beghegeanu, L. nr. 4, p. 147—162
Boconcios, I.: nr. 6, p. 253—254
Bulgacov, R.: nr. 6, p. 245—252
Bulucea, C.: nr. 1, p. 32—38; nr. 2, p. 63—68
Buznea, D.: nr. 4, p. 136—142

C

Comănescu, V.: nr. 6, p. 264—268
Constantin, P.: nr. 2, p. 49—54; nr. 6, p. 276—279
Crivii, M.: nr. 2, p. 58—62
Cuperman, Vl.: nr. 1, p. 23—26

D

Dobrescu, D. N.: nr. 6, p. 260—264
Dodon, E.: nr. 1, p. 10—16
Dragomir, N.: nr. 4, p. 163—170
Dumitrescu, S.: nr. 5, p. 216—225
Dumitrescu, Vl.: nr. 3, p. 87—94; nr. 6, p. 255—260
Dumitrică, A.: nr. 5, p. 216—225

F

Faur, C.: nr. 4, p. 131—135

G

Gligor, D.: nr. 2, p. 58—62
Guțu, S.: nr. 1, p. 1—9

H

Herman, L. S.: nr. 4, p. 197—203

I

Ioanoviciu, M.: nr. 5, p. 226—229
Ionescu-Muscel, C.: nr. 1, p. 27—31

J

Juncu, O.: nr. 4, p. 184—192

K

Kelemen, A.: nr. 2, p. 58—62

L

Lupaș, L.: nr. 6, p. 272—276

M

Marinescu, N.: nr. 5, p. 197—203
Marinoiu, V.: nr. 3, p. 95—100
Miron, C.: nr. 5, p. 226—229
Mârșanu, M.: nr. 6, p. 245—252
Moldoveanu, C.: nr. 2, p. 54—58

N

Necula, N. N.: nr. 1, p. 17—23
Negreanu, D.: nr. 3, p. 110—119

O

Oprendeck, B.: nr. 5, p. 233—238
Oprescu, Al.: nr. 5, p. 204—208

P

Papadache, I.: nr. 1, p. 39—40; nr. 5, p. 239—241
Pascale, Al.: nr. 4, p. 193—196
Poenaru, D. N.: nr. 3, p. 123—126; nr. 5, p. 229—232
Predoi, A.: nr. 2, p. 45—48

R

Rugină, I.: nr. 3, p. 105—110

S

Segal, A.: nr. 6, p. 245—252
Sîrbu, M.: nr. 4, p. 147—162
Spătaru, Al.: nr. 2, p. 72—81
Stănciulescu, Fl.: nr. 5, p. 209—216
Steiner, M.: nr. 3, p. 119—123
Sturzu, P.: nr. 2, p. 54—58

Ș

Șandra, L.: nr. 4, p. 143—146
Șapira, M.: nr. 5, p. 197—203

T

Tanach, V.: nr. 6, p. 269—271

V

Vătășescu, A.: nr. 3, p. 101—104
Vinea, Vl.: nr. 5, p. 204—208

W

Weinrich, G.: nr. 4, p. 147—162

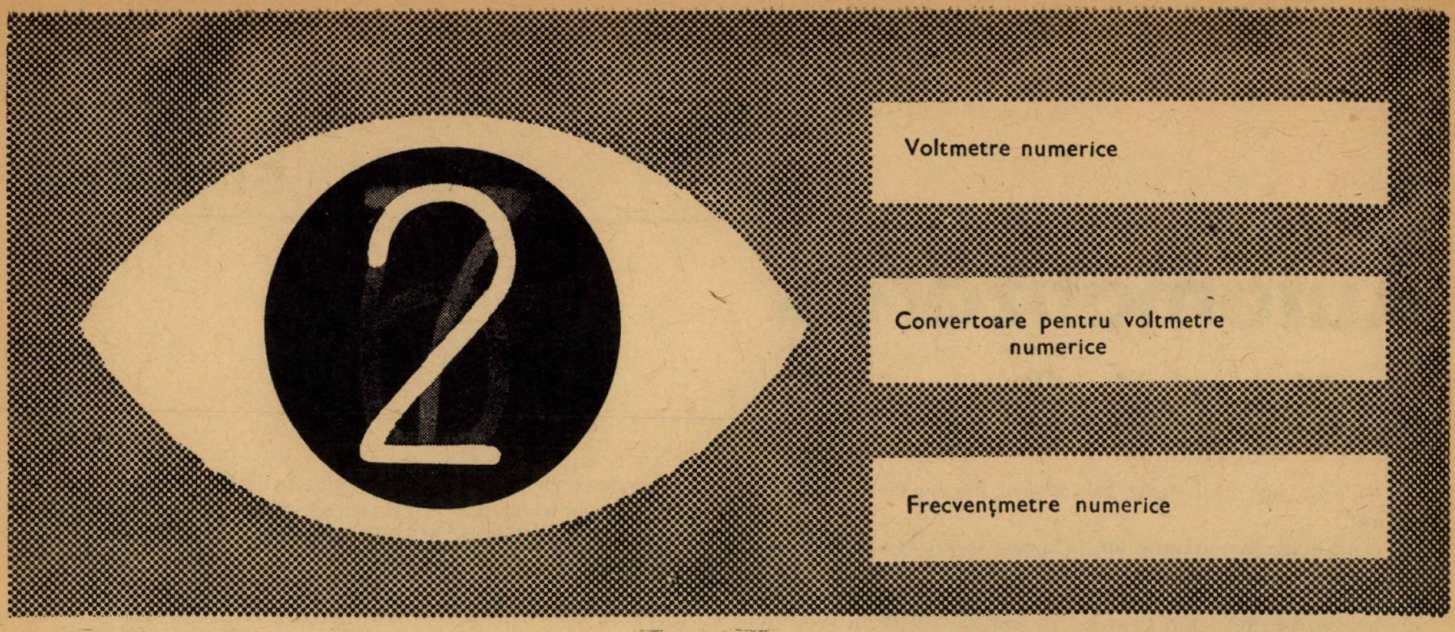
COMITETUL DE REDACȚIE

Prof. ing. C. PENESCU, membru corespondent al Academiei Republicii Socialiste România — redactor responsabil; conf. ing. S. FLOREA — redactor responsabil adjunct; ing. I. BĂTRÎNA; dr. ing. S. CĂLIN; ing. E. DEATCU; dr. ing. M. DRĂGĂNESCU; ing. D. DAMSKER; ing. I. FELEA; ing. A. MILEA; ing. N. MIREA; ing. I. PAPADACHE; conf. ing. R. STERE; ing. GH. ȘTEFĂNESCU; ing. I. TEODORESCU; ing. V. ZERCICOV.

Revista „AUTOMATICA ȘI ELECTRONICA", organ al Ministerului Industriei Construcțiilor de Mașini și al Consiliului Național al Inginerilor și Tehnicienilor din Republica Socialistă România, este editată de Oficiul de documentare și publicații tehnice al M.I.C.M., cu sediul în București, Calea Victoriei, 133, sector 1, telefon redactor șef: 14.90.27. Redacția: București, str. Mândinești, nr. 3, sector IV, telefon secretar general de redacție: 13.90.87. Abonamentele se primesc la Biroul de aprovizionare, comenzi-difuzare, telefon 16.21.70/173. Instituțiile pot achita abonamentele în contul nostru de virament 40060300 Banca Națională a Republicii Socialiste România — Sector 1, București. Tarif pentru instituții și întreprinderi: lei 100 anual; pentru muncitori, tehnicieni și ingineri: lei 30 anual. Costul unui exemplar: lei 5. Tiparul Întreprinderea poligrafică „Informația" București, str. Brezoianu, nr. 23 — 25, c. 3844.

Taxele poștale plătite în numerar conform aprobării D.G.P. nr. 10/10275/ 1969.

40 545



Laboratorul, atelierul şi serviciul de măsurări şi încercări în aproape toate domeniile electronicii şi tehnicii necesită numeroase şi diferite instrumente de măsură electronice.

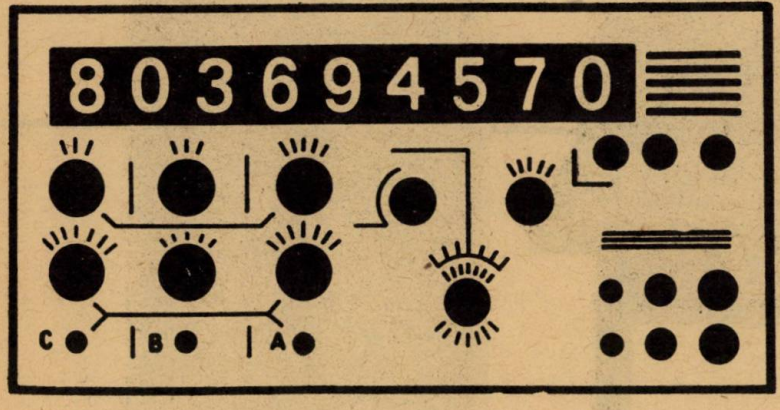
Oscilatoare şi generatoare de semnale

Generatoare de impulsuri

Fabrica de instrumente de măsură electronice (EMG) ocupă o poziţie importantă în industria electronică din Ungaria. EMG dezvoltă şi fabrică instrumente potrivite pentru o mare varietate de măsurări. În afară de modele obişnuite, fabricate curent, de instrumente electronice (produse de fabrică în mari cantităţi), laboratorul de dezvoltări din EMG realizează în fiecare an un număr de noi instrumente moderne care îndeplinesc orice cerinte din tehnica măsurării.

Voltmetre, ampermetre şi wattmetre electronice

Osciloscoape



Surse de alimentare în curent continuu

Stabilizatoare de tensiune alternativă

Diferite instrumente de măsură electronice speciale

Fabricat de
EMG Fabrica de instrumente de măsură electronice
Budapesta XVI, Cziráky u. 26—32 Ungaria
Telex: 33—50 Telefon: 837—950
Exportat de:
Metrimpex Societate de export pentru aparate
Budapesta 62, POB 202

PUBLICOM

EMG

SIEMENS

Automatizarea măsurărilor

O problemă importantă astăzi pentru specialistul în tehnica măsurării :

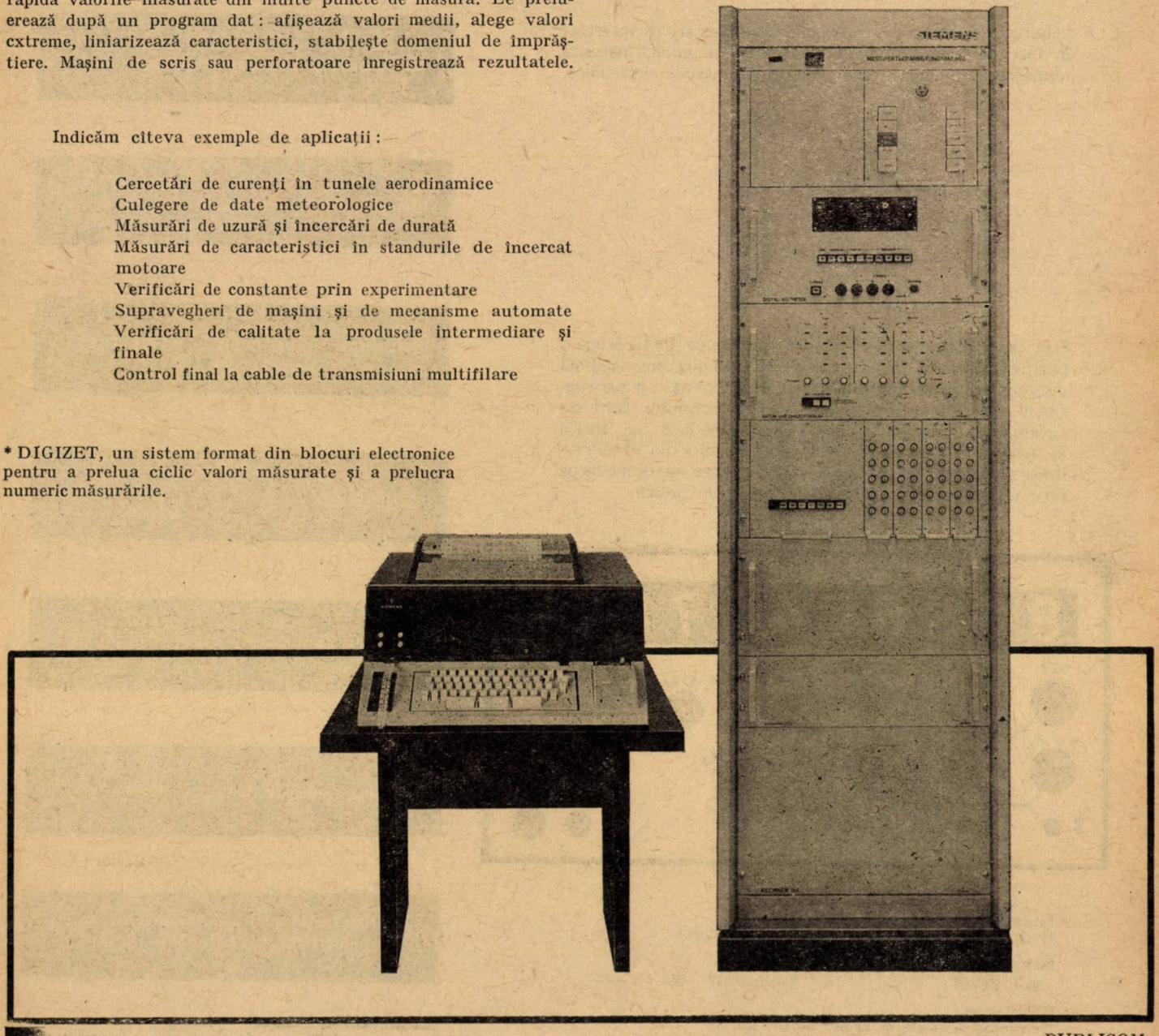
Automatizarea măsurărilor, prin care se obţine un număr mare de valori măsurate în scurt timp. SIEMENS vă oferă o soluţie pusă la punct, centrala de măsură universală DIGIZET * care cuprinde şi un calculator. Centrala de măsură culege în succesiune rapidă valorile măsurate din multe puncte de măsură. Le prelucrează după un program dat : afişează valori medii, alege valori extreme, liniarizează caracteristici, stabileşte domeniul de împrăştiere. Maşini de scris sau perforatoare înregistrează rezultatele.

Indicăm cîteva exemple de aplicaţii :

Cercetări de curenţi în tunele aerodinamice
Culegere de date meteorologice
Măsurări de uzură şi încercări de durată
Măsurări de caracteristici în standurile de încercat motoare
Verificări de constante prin experimentare
Supravegheri de maşini şi de mecanisme automate
Verificări de calitate la produsele intermediare şi finale
Control final la cable de transmisiuni multifilare

* DIGIZET, un sistem format din blocuri electronice pentru a prelua ciclic valori măsurate şi a prelucra numeric măsurările.

Vă trimitem cu plăcere prospecte pentru toate produsele şi dispozitivele pe care le livrăm. Vă rugăm să vă adresaţi la fabrica noastră WERNERWERK FÜR MESSTECHNIK, 75 Karlsruhe 21, Postfach, Bundesrepublik Deutschland.



In toate problemele tehnicii măsurărilor

PUBLICOM

SIEMENS vă este partener

INHALTSVERZEICHNIS

DK 621.374.5 : 538.652 :621.317.39

Segal A., Bulgacov R. und *Mârşanu, M.* :

Magnetostriktive Verzögerungsleitung.

Automatica şi Electronica 13, H. 6, Nov.—Dez. 1969, S. 245—252

Es wird die Betriebsweise der magnetostriktive Verzögerungsleitung analysiert und die Vorteile der torsionalen Fortpflanzung der Wellen unterstrichen. Ferner werden die Entwurfskriterien für die entsprechenden Wandler und transistorisierten Schaltungen dargelegt.

DK 621.373.431.1 : 621.38.049—181.4

Boconcios I. :

Nichtstabiler Multivibrator mit gedruckter Schaltung Typ μA 709.

Automatica şi Electronica 13, H. 6, Nov-Dez. 1969, S. 253—254

Der Verfasser beschreibt einen, mit Hilfe der linearen gedruckten Schaltung μA 709 gefertigten nichtstabiler Multivibrator. Es handelt sich um einen Operationalverstärker der in vielseitiger Weise in den Schaltungen der Analogrechner in Selbstreglungssystemen, Messapparaturen, in der Erzeugung verschiedener Funktionen usw. eingesetzt werden kann.

DK 681.3.04 : 681.31

Dumitrescu Vl. :

Syntheseverfahren einer binären Dezimal-Serienkonverters.

Automatica şi Electronica 13, H. 6, Nov-Dez. 1969. S. 255—260

Die Vorrichtung kann für die Vonhand-Eingabe der Daten in einen kleinen Automatrechner oder eventuell, einen binär arbeitenden Bürorechner verwendet werden.

DK 681.325.6 :621—501 :621.876

Dobrescu D. N. :

Nach dem Kriterium der Betriebssicherheit und des Kostenpreises entworfene Stomkreise für eine Steuerungsanlage der Aufzüge.

Automatica şi Electronica 13, H. 6, Nov-Dez. 1969, S. 260—264

Es wird ein Bewertungsverfahren der Betriebssicherheit der Kombinationschaltungen und dessen Anwendung bei einer Steuerungsvorrichtung für Aufsätze, dargelegt.

DK 681.335.5: 621.374.4: 621.385.6

Comănescu V. :

Stromkreise für Frequenzvervielfachung und-teilung mittels Zählröhren mit Kaltkatode.

Automatica şi Electronica, 13, H. 6, Nov-Dez. 1969, S. 264—268

Es werden Stromkreise für Frequenzvervielfachung undteilung mit Dekatronen die sowohl mit Elektronenröhren als auch Transistoren bestückt sind, beschrieben.

DK 621.318.1 : 621.38 :621—52

Tanach V. :

Ferrite für Elektronik und Automation.

Automatica şi Electronica 13, H. 6, Nov-Dez. 1969, S. 269—271

Der Verfasser gibt einen Uberblick über die in Rumänien im Bereich der Forschung und Herstellung von Ferriten erzielten Ergebnisse dar und beschreibt die für Elektronik, Fernmeldewesen und Automation entwickelten Werkteile.

DK 621—55

Alecu-Călușiță Mioara und *Lupaș L.* :

Abstimmung des Abtastenreglers erster Ordnung auf Prozesse mit Totzeiten.

Automatica şi Electronica 13, H. 6, Nov-Dez. 1969, S. 272—276

Die Verfasser führen die Kenndaten an, die ein Abtastenregler erfüllen muss und behandeln die Abstimmungsmöglichkeiten dessen Apparaturen..

DK 681.335.7 :621—55 :681.3.041

Constantin P. :

Nummerische, elektronische Differenziervorrichtung mit statischen Umschaltelemente.

Automatica şi Electronica 13, H. 6, Nov-Dez. 1969, S 276—279

Es wird eine nummerische Differenziervorrichtung dargelegt, die beim Bau der nummerischen PID—Regler verwendet werden kann.

Aktuelles 280
Neuheiten 283
Buchbesprechungen 285
Dokumentation 287
Alphabetisches Verzeichnis 289

SOMMAIRE

CD 621.374.5 : 538.652 :621.317.39

Segal A., Bulgacov R. et *Mârşanu M.* :

La ligne à retard magnétostrictive.

Automatica şi Electronica 13, no. 6, nov-dec. 1969, p. 245—252

On analyse le fonctionnement de la ligne à retard magnétostrictive, en démontrant les avantages offerts par le mode torsionnel de propagation des ondes. On précise les critères pour établir le projet des traducteurs et des circuits transistorisés respectifs.

CD 621.373.431.1 : 621.38.049—181.4

Boconcios I. :

Multivibrateur non stable réalisé avec le circuit intégré μA 709.

Automatica şi Electronica 13, no. 6, nov-dec 1969, p. 253—254

L'article contient la description d'un multivibrateur non stable réalisé à l'aide du circuit intégré linéaire μA 709, ce dernier étant un amplificateur opérationnel à nombreux emplois dans les schémas des calculateurs analogiques, dans les systèmes de réglage automatique, dans l'appareillage de mesure, dans la génération des différentes fonctions, etc.

CD 681.3.04: 681.31

Dumitrescu Vl. :

Méthode de synthèse d'un changeur décimal-binaire série.

Automatica şi Electronica 13, no. 6, nov-dec 1969, p. 255—260

Le dispositif présenté peut être utilisé à l'introduction manuelle des données dans un calculateur automatique de petite taille ou bien dans un calculateur de bureau.

CD 681.325.6 :621—501 : 621.876

Dobrescu D.N. :

Circuits projetés d'après le critère de la sécurité de l'exploitation-coût pour une installation de commande pour ascenseurs.

Automatica şi Electronica 13, no. 6, nov-dec 1969, p. 260—264

On expose une méthode d'appréciation de la sécurité de l'exploitation des circuits pour une installation decommande pour ascenseurs.

CD 681.335.5 : 621..374.4 :621.385.6

Comănescu V. :

Circuits de multiplication et de division de la fréquence avec emploi de tubes de comptage à cathode froide.

Automatica şi Electronica 13, no. 6, nov-dec 1969, p. 264—268

On établit des schémas de multiplication et de division de la fréquence avec décatrons, à tubes électroniques et à transistors.

CD 621.318.1 : 621.38 : 621—52

Tanach V. :

Ferrites pour l'électronique et l'automatisation.

Automatica şi Electronica 13, no. 6, nov-dec 1969, p. 269—271

On décrit les réalisations roumaines dans l'étude et dans la fabrication des ferrites et on présente les ferrites utilisées dans les secteurs de l'électronique, des télécommunications et des automatisations.

CD 621—55

Alecu-Călușiță Mioara et *Lupaș L.* :

L'accordage du régulateur à échantillonnage de premier ordre aux processus à temps mort.

Automatica şi Electronica 13, no. 6, nov-dec 1969, p. 272—276

L'article traite des caractéristiques que doit avoir un régulateur à échantillonnage et indique les modalités d'accorder ses paramètres.

CD 681.335.7 : 621—55 : 681.3.041

Constantin P. :

Un dispositif électronique numérique de différentiation à éléments de commutation statique.

Automatica şi Electronica 13, no. 6, nov-dec 1969, p. 276—279

Il s'agit d'un dispositif numérique de différentiation qui peut être employé dans la construction des régulateurs numériques PID.

Actualités 280
Nouveautés 283
Comptes rendus 285
Documentation 287
Index alphabétique 289

CONTENTS

DC 621.374.5 :538.652 :621.317.39
Segal A., Bulgacov R. and *Mârşanu M.* :
The magnetostrictive delay line.
Automatica şi Electronica 13, nr. 6, nov-dec 1969, p. 245–252

The functioning of the magnetostrictive delay line is analysed, emphasizing the advantages of the torsional wave propagation way. Some designing criteria are given for the afferent transducers and transistorised circuits.

DC 621.373.431.1 : 621.38.049–181.4
Boconcios I. :
An astable multivibrator achieved with the integrated circuit μA 709.
Automatica şi Electronica 13, nr. 6, nov-dec 1969, p. 253–254

The paper contains the description of an astable multivibrator achieved by means of the linear integrated circuit μA 709, the latter being an operational amplifier with many uses in the analogical computer schemes, the automatic regulating systems, the measuring equipment, the generation of different functions, etc.

DC 681.3.04: 681.31
Dumitrescu Vl. :
A synthesis method of a series decimal-binary converter.
Automatica şi Electronica 13, nr. 6, nov-dec 1969, p. 255–260

The device described may be used for the manual introduction of the data in a small-sized automatic computer or eventually a binary working desk computer.

DC 681.325.6 :621–501 : 621.876
Dobrescu D.N. :
Circuits designed after the working-cost safety criterion for a control installation for elevators.
Automatica şi Electronica 13, nr. 6, nov-dec 1969, p. 260–264

A method of estimating the working safety of combinational circuits with application to a control installation for elevators is explained.

DC 681.335.5 :621.374.4 :621.385.6
Comănescu V. :
Frequency multiplication and division circuits using counting tubes with cold cathode.
Automatica şi Electronica 13, nr. 6, nov-dec 1969, p. 264–268

Frequency multiplication and division schemes with decatrons, with both electronic tubes and transistors are described.

DC 621.318.1: 621.38: 621–52
Tanach V. :
Ferrites for electronics and automations.
Automatica şi Electronica 13, nr. 6, nov-dec 1969, p. 269–271

The achievements obtained in Romania in ferrite researches and production are pointed out and the ferrite pieces worked out in the fields of electronics, telecommunications and automations are presented.

DC 621–55
Alecu-Călușiță Mioara and *Lupaș L.* :
The tuning of the 1st order sampling controller to the dead-time lag processes.
Automatica şi Electronica 13, nr. 6, nov-dec 1969, p. 272–276

The paper describes the characteristics to be found in a sampling controller and the ways of the tuning its parameters.

DC 681.335.7 :621–55 :681.3.041
Constantin P.:
A numerical electronic differentiation device with statie commutation elements.
Automatica şi Electronica 13, nr. 6, nov-dec 1969, p. 276–279

A numerical differentiation device which can be used in the construction of numerical PID regulators is described.

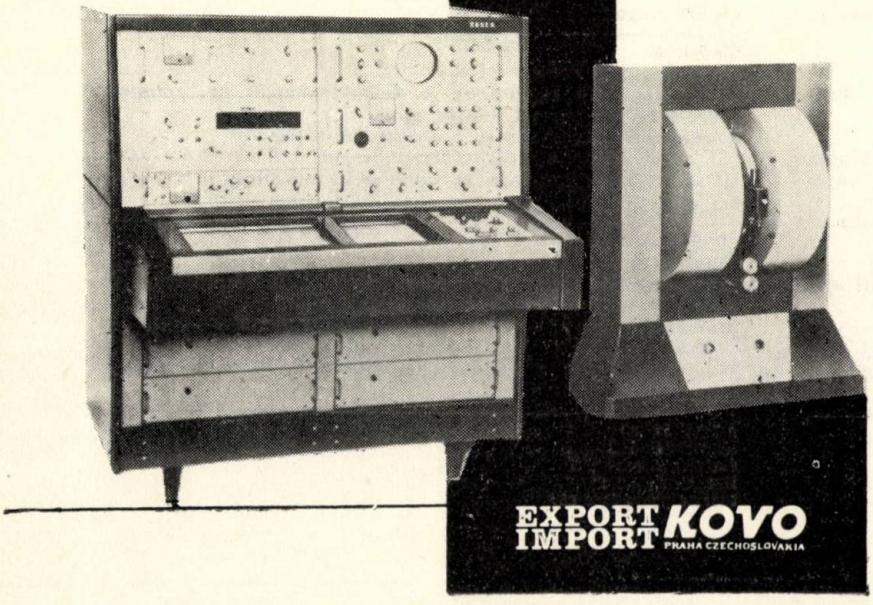
Topics of actual interest 280
News 283
Reviews 285
Documentation 287
Alphabetical index 289

SPECTROMETRU TESLA BS 487 A

Spectrometrul pentru rezonanţă nucleară magnetică BS 487 A este un aparat de măsurat nou şi perfecţionat, echipat cu stabilizare cu protoni cu ajutorul unei probe, cu corecţie automată a omogenităţii cîmpului magnetic, cu numărător electric şi cu înregistrator plan. Perfecţionarea rezultă dintr-o creştere esenţială a puterii rezolvante, precum şi din sensibilitatea şi reproductibilitatea spectrului.

BS 487A

TESLA



Aparatul permite utilizarea unor procedee de rezonanţă multiple (Spin Decoupler, Ticling, Indor, TSI) prin obţinerea unei sfere largi de Informaţii asupra structurii spectrului de rezonanţă nucleară magnetic.

CARACTERISTICI TEHNICE:

Frecvenţa de lucru fundamentală pentru 1_H:	80 MHz
Puterea rezolvantă garantată:	mai bună decît 5.10^{-9}
Sensibilitatea garantată:	20:1 la cuarţ CH_2 cu un procent etilbenzol. Raportul dintre înălţimea liniei de intensitate faţă de media zgomotului
Frecvenţe de lucru suplimentare după ajustare:	1_H 20, 40, 60 MHz 19_F 60 MHz 31_P, 11_B, 19_F 20 MHz
Domeniul de reglare al cîmpului magnetic:	0,45 pînă la 1,9 T (4500 pînă la 19000 G)
Reproductibilitatea spectrului:	0,2 Hz/20 min
Corecţie automată de omogenitate:	prin corector Y
Integrator electronic:	precizie 2%

PUBLICOM

IPET

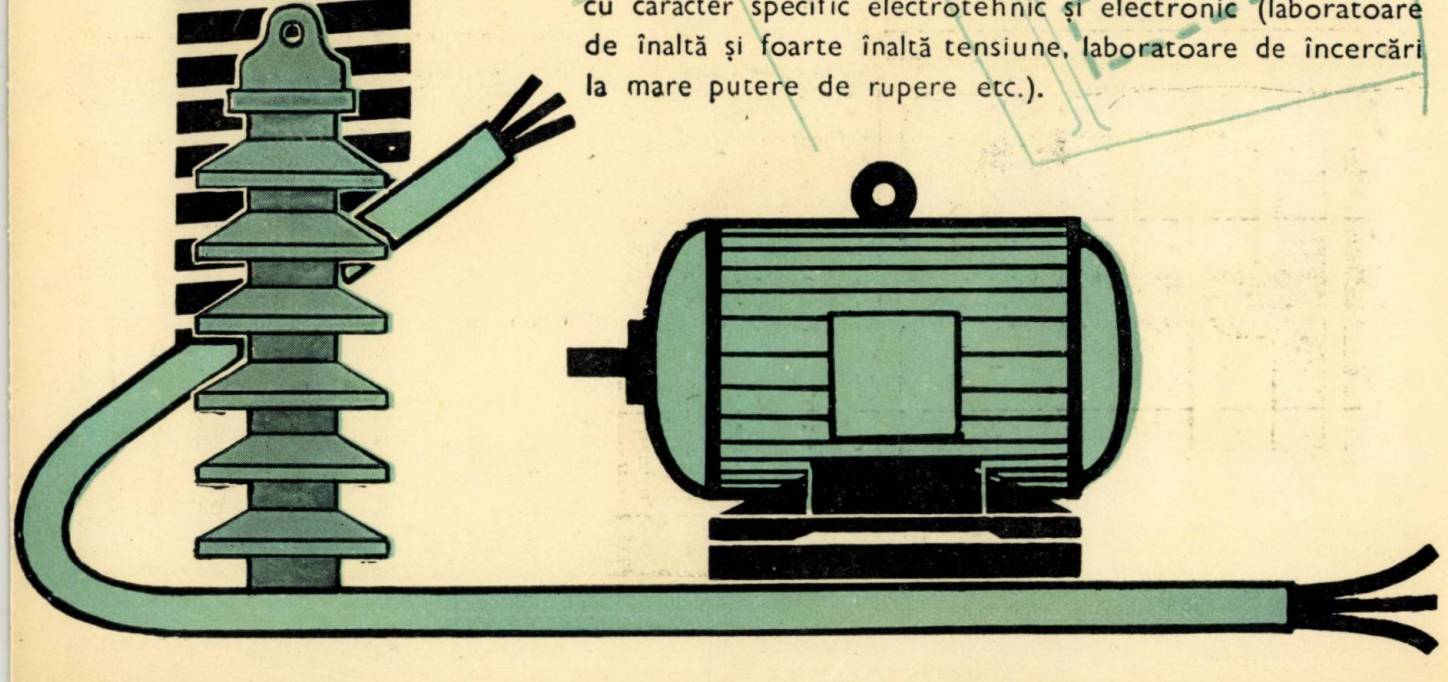
M. I. C. M. — Institutul de proiectarea uzinelor și instalațiilor pentru industria electrotehnică —

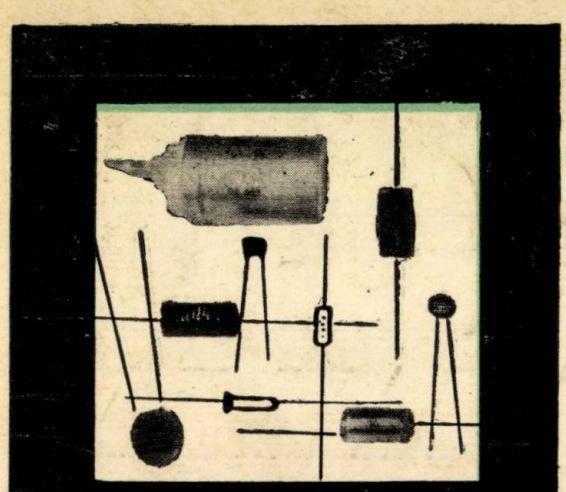
București, Bd. Kalinin 18, tel. 33.00.90

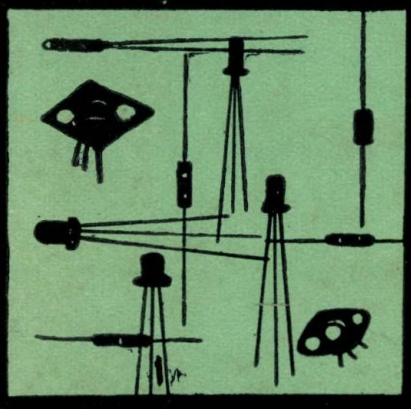
Institutul de proiectarea uzinelor și instalațiilor pentru industria electrotehnică — București este PROIECTANTUL GENERAL pentru INDUSTRIA ELECTROTEHNICĂ și ELECTRONICĂ

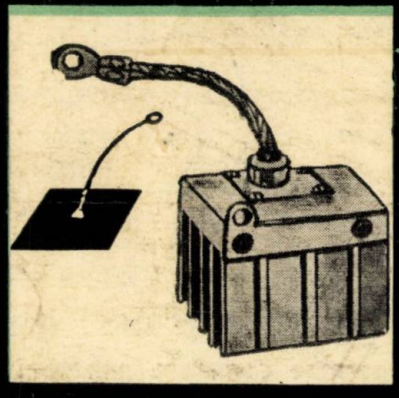
Institutul execută:

- studii, studii tehnico-economice, studii de profil pentru dezvoltarea capacităților de producție în uzinele și fabricile existente, precum și în unități de producție electrotehnică și electronică;
- studii de amplasament și detalii de sistematizare pentru unități de producție electrotehnică;
- proiecte de execuție și documentație tehnico-economică completă pentru investiții din industria electrotehnică și electronică sau pentru procese tehnologice specifice electrotehnice;
- studii tehnico-economice și proiecte tehnice pentru utilaje specifice industriei electrotehnice și electronice;
- documentații tehnico-economice complete pentru lucrări cu caracter specific electrotehnic și electronic (laboratoare de înaltă și foarte înaltă tensiune, laboratoare de încercări la mare putere de rupere etc.).









ÎNTREPRINDEREA PIESE RADIO ŞI DISPOZITIVE SEMICONDUCTOARE BĂNEASA

Str. Erou Iancu Nicolae, nr. 32 • sector 2 • telefon 33.38.30 • telex 011203

Produce:

PIESE RADIO:

Rezistenţe fixe cu peliculă de carbon
Rezistoare bobinate
Termistoare
Condensatoare cu poliester
Condensatoare electrolitice normale
Condensatoare electrolitice miniatură
Condensatoare ceramice
Condensatoare hîrtie — uz general
Condensatoare hîrtie metalizate
Condensatoare telefonice
Condensatoare auto
Condensatoare pentru tuburi fluorescente
Cablaje imprimate

DISPOZITIVE SEMICONDUCTOARE:

Transistoare cu germaniu de joasă frecvenţă
— de mică putere
— de medie putere
— de putere
Transistoare cu germaniu de înaltă frecvenţă
— de mică putere
— drift de mică putere
Diode cu germaniu cu contact punctiform
Redresoare cu germaniu de medie putere
Fotodiode cu germaniu
Diode redresoare cu siliciu
— de mică putere
— de putere
Diode Zener de mică putere

1970 JAN 2

IPRS BĂNEASA

Pentru informaţii suplimentare consultaţi cataloagele noastre